re

radioelektronik

2 '80

miesięcznik
elektroników
radioamatorów
i krótkofalowców

PL ISSN 0137-6802

Radioelektronik



LUTY ● 1980 ● ROCZNIK XXXI (13)

2 '80



Wydawca
WYDAWNICTWA KOMUNIKACJI I ŁĄCZNOŚCI

Adres redakcji: ul. Nowowiejska 1, 00-643 Warszawa
Telefon: 25-29-85

Artykułów nie zamówionych redakcja nie zwraca.

Okładkę projektował Witold Rębkowski

Prenumeratę na kraj przyjmują Oddziały RSW „Prasa-Książka-Ruch" oraz urzędy pocztowe w terminach: do 25 listopada na I kwartał, I półrocze roku następnego i cały rok następny; do 10 marca na II kwartał roku bieżącego; do 10 września na IV kwartał roku bieżącego. Cena prenumeraty rocznej 96 zł, półrocznej 48 zł, kwartalnej 24 zł. Jednostki gospodarki uspołecznionej, instytucje, organizacje i wszelkiego rodzaju zakłady pracy zamawiają prenumeratę w miejscowych Oddziałach RSW „Prasa-Książka-Ruch", zaś w miejscowościach, w których nie ma Oddziałów RSW – w urzędach pocztowych. Czytelnicy indywidualni opłacają prenumeratę wyłącznie w urzędach pocztowych.

Prenumeratę ze zleceniem wysyłki za granicę przyjmuje RSW „Prasa-Książka-Ruch", Centrala Kolportażu Prasy i Wydawnictw, ul. Towarowa 28, 00-958 Warszawa, konto NBP XV O. W-wa nr 1153-201045-139-11 – w terminach podanych dla prenumeraty krajowej. Prenumerata ta jest droższa od krajowej o 50% dla zleceniodawców indywidualnych i o 100% dla zlecających instytucji i zakładów pracy.

OGŁOSZENIA: drobne, do 50 słów – 12 zł za słowo, ramkowe 1 cm^2 – 87 zł na III stronie okładki i 116 zł na IV stronie okładki. Zamówienia na ogłoszenia przyjmuje i udziela informacji Dział Handlowy Wydawnictw Komunikacji i Łączności, ul. Kazimierzowska 52, 02-546 Warszawa, tel. 49-27-51 do 9, wewn. 261. **Za treść ogłoszeń redakcja nie odpowiada.**

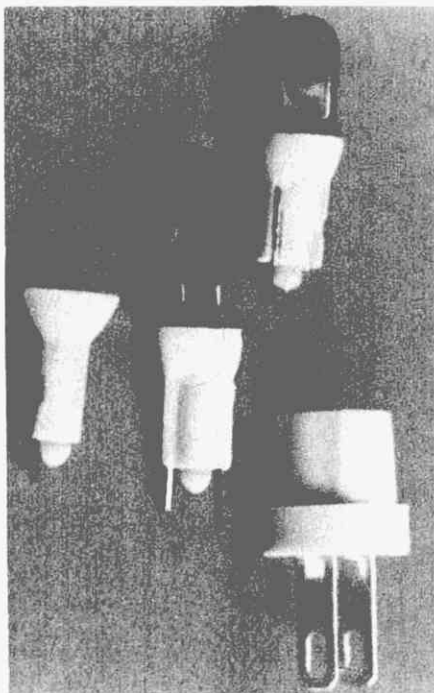
Druk: Zakłady Graficzne „Dom Słowa Polskiego" w Warszawie. Zam. 83/CD. Nakład 80 000 egz. O-54. Ark. druk. 3. Skład techniką Linotron 505TC. Cena zł 8. Numer zamknięto 28.I.1980 r.

■ W 375 lat od wykrycia przez Galileusza 4 księżyców Jowisza, wysłany będzie przez NASA pojazd kosmiczny w kierunku Jowisza, który następnie w jedenastu obiegach dookoła planety przeleci w odległości kilkuset km obok każdego z czterech księżyców – Europa, Ganimedes, Kallisto i Io. Ten tzw. projekt „Galileo" będzie realizowany już w 1982 r. tak, aby w roku 1985 sonda kosmiczna znalazła się w atmosferze Jowisza. Podczas przelotu wykonanych będzie 18 programów pomiarowych, m.in. rozkład energii i szybkość cząsteczek w polu magnetycznym Jowisza.

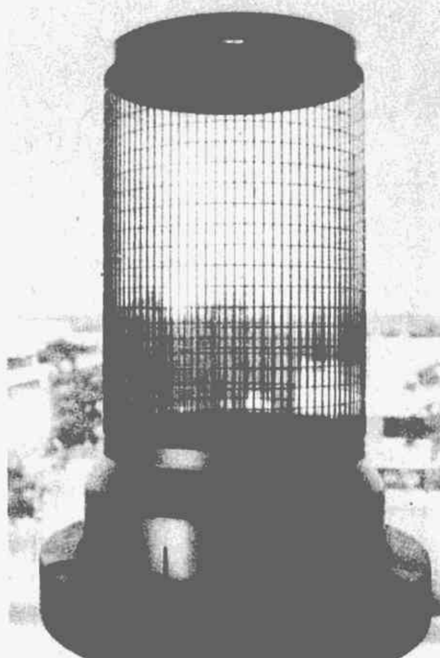
■ Kuba jest już 103 państwem wchodzącym w sieć INTELSAT. W związku z tym przebieg konferencji Krajów Niezaangażowanych był transmitowany przez satelitę bezpośrednio z Hawany do Belgradu.

■ Dwuletnie studia przeprowadzone w NASA nad przyszłością telekomunikacji satelitarnej ustaliły, że orbita geosynchroniczna będzie wypełniona kompletnie satelitami już w latach 1990. W tej sytuacji, dla coraz bardziej wzrastającego ruchu telekomunikacyjnego poprzez satelity, powstanie konieczność budowy transponderów o pojemności 10-krotnie większej, przypuszczalnie w pasmie 30/20 GHz. Przy opracowywaniu tej nowej generacji urządzeń trzeba będzie rozwiązać wiele problemów technologicznych tak, aby uzyskać niezawodność 0,9999 przy tłumieniu sygnałów opadami atmosferycznymi, a w tym wzmacniacze o bardzo małych szumach, wzmacniacze dużej mocy i anteny. Przewiduje się okres około 5 lat do realizacji tych opracowań oraz koszt wielu milionów dolarów.

■ Firma Siemens skonstruowała diody świecące z końcówkami, dzięki którym diody te można umieścić w cokole jak żarówki (fot. niżej). Diody te wykonywane są w czterech kolorach.



■ W lampach nadawczych dużej mocy (1000 kW) zarówno katody jak i siatki sterujące nagrzewają się do temperatury 1500...2000 K. Tak duże obciążenia termiczne wymagają specjalnej technologii wykonania siatek. Firma Siemens stosuje w swych lampach siatki wykonane z grafitu (fot. niżej), której „pręty" mają grubość dziesiątych części mm. Produkcja takich siatek przedstawia się następująco. Na cylindrycznym podłożu w temperaturze 1900 K rozkłada się gaz metan, tworząc cienką wars-



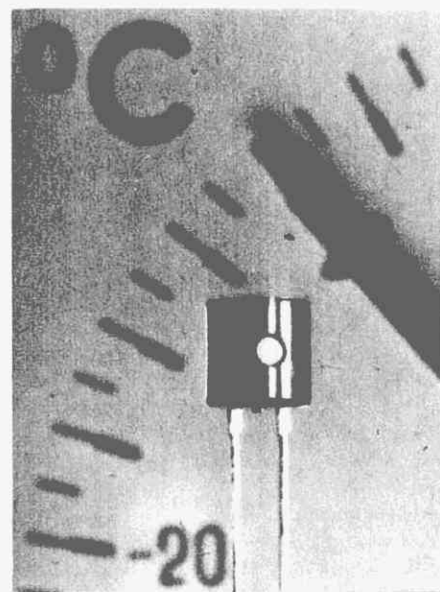
twę pirolitycznego grafitu. Następnie, za pomocą promienia laserowego, sterowanego numerycznie, wycina się oczka siatki, tworząc w ten sposób filigranową strukturę siatkową. Należy podkreślić, że siatka z grafitu pod wpływem strumienia elektronów z katody nie wytwarza elektronów wtórnych, dzięki czemu nawet przy bardzo dużych mocach prąd siatki jest minimalny. A oto wymiar siatki grafitowej w lampie 100 kW: średnica 90 mm, długość 170 mm, zaś w lampie 1200 kW odpowiednio 210 mm i 450 mm.

■ Firma Felten-Guilleaume AG wchodząca w skład koncernu Philipsa zainstalowała w pobliżu miasta Hilversum najdłuższą jak dotychczas linię światłowodową o długości 103 km. Służyć ona będzie do różnych demonstracji i prób techniki światłowodowej. Kabel ten zawiera 6 światłowodów o grubości 0,1 mm i tłumieniu poniżej 4 dB/km. Umożliwi to przesyłanie 140 Mbit/s, co odpowiada około 1920 kanałom telefonicznym.

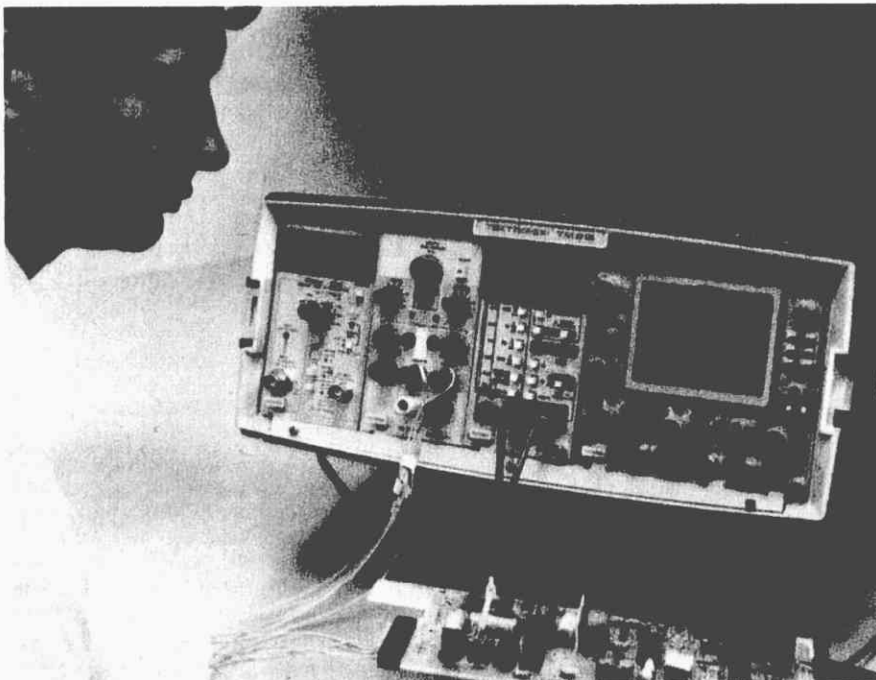
■ Firmy AEG-Telefunken oraz francuska Thomson Brandt utworzyły spółkę „Europacolor" do opracowywania i produkcji kineskopów kolorowych. W skład tej spółki wchodzą zakłady w Ulm (RFN), w Lyonie (Francja) oraz w Anagni w pobliżu Rzymu. Wartość produkcji wyniesie ponad 650 mln DM rocznie przy zatrudnieniu około 5000 pracowników.

■ Organizacje Radiodyfuzyjne przewidują, że bezpośredni odbiór programów telewizyjnych z satelitów będzie stosowany masowo już w latach 1983–1985. Tak więc Europejska Agencja Kosmiczna (ESA) przewiduje rozpoczęcie pracy tego systemu około r. 1983. W Kanadzie, w której jest eksploatowany regionalny system satelitarny ANIK, przewiduje się że satelita ANIK C, wprowadzony na orbitę w 1979 r., będzie przede wszystkim wykorzystany do nadawań telewizyjnych programów w pasmie 11/14 GHz. Technika bezpośredniego odbioru rozwija się szybko w USA, wprawdzie na razie dla zamkniętych grup abonentów korzystających z sieci telewizji kablowej, ale już Agencja COMSAT zapowiedziała subskrypcję na zorganizowanie emisji programów telewizyjnych bezpośrednio do instalacji domowych. Obecnie na terenie USA pracuje już ponad 2100 naziemnych stacji i rocznie przybywa około 1000. Sterują one, jak już wspomniano, sieci telewizji kablowej. Specjalnymi programami edukacyjnymi są zainteresowane również szpitale. W 1979 r. ponad 500 szpitali korzystało dziennie z 2-godzinnych programów przesyłanych przez satelity.

■ Czujnik temperatury (KTY10 SIEMENS) na chipie w obudowie plastykowej (fot. niżej), wykorzystuje w przybliżeniu liniową zależność oporu półprzewodnikowego kryształu krzemu (n) od temperatury w granicach od –50 do +150°C. Zmiana oporu nie zależy od kierunku przepływu prądu. Opór nominalny czujnika przy prądzie 1 mA i 25°C wynosi 2 kΩ. Czujnik służy do szybkiego pomiaru temperatury gazu; w kąpieli olejowej wykazuje stałą czasu około 4 sekundy.



■ Znana firma Tektronix opracowała w formie wkładki cyfrowy multimetr DM 501A umożliwiający pomiar siedmiu wielkości, a mianowicie:
– napięć stałych i zmiennych od 200 mV do 1000 V (500VAC) z dokładnością 0,05% (DC) i 0,6% (AC);



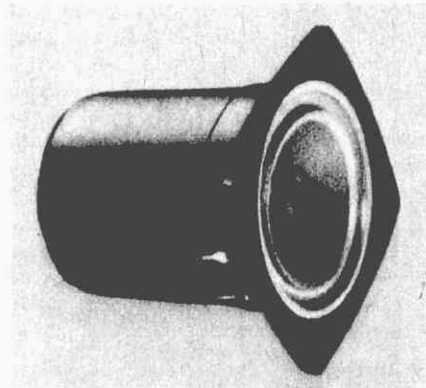
– prądów stałych i zmiennych od 200 μA do 2 A z dokładnością 0,2% (DC) i 0,6% (AC);

– oporów od 200 Ω do 20 MΩ z dokładnością 0,1%;

– temperatury od -62°C do 240°C z sondą dotykową.

Dla prądów zmiennych wynik pomiaru można otrzymać również w dB, w stosunku do 1 mV lub 1 V z dokładnością 0,5 dB w zakresie od 20 Hz do 20 kHz. Na fot. wyżej wkładka DM501A jest wstawiona w zestaw TM515 zawierający oscyloskop z pamięcią i licznik częstotliwości do 1 GHZ.

■ Znana firma DUAL (RFN) zastosowała w nowych zespołach głośnikowych (CL730, CL720 i CL710) głośnik niskotonowy wyposażony w radiator z stopu aluminiowego (fot. niżej). Radiator ten jest przymocowany do centralnego nabiegunnika. Całość z radiatorem tworzy walcowatego kształtu płaszcz, otaczający przedłużenie korpusu cewki drgającej. Według danych wytwórcy – umożliwiło to zwiększenie obciążalności głośnika mocą o 20%, a poza tym



polepszyło przenoszenie impulsów w pasmie 200...500 Hz wskutek wyeliminowania przytwierdzonej zwykle do membrany kopułki, osłaniającej cewkę od przodu. W przypadku głośnika niskotonowego radiator taki nie wpływa na promieniowanie dźwięków.

NIEZAWODNOŚĆ SPRZĘTU ELEKTRONICZNEGO

BEATA WIĘCKOWSKA

Spośród głównych cech jakościowych, charakteryzujących wyrób przemysłowy (parametry funkcjonalne, ergonomiczność, serwisowość, bezpieczeństwo użytkowania, itd.) [1], niezawodność[1)] wyróżnia się tym, że rzeczywistą jej wartość można poznać dopiero po dłuższym użytkowaniu wyrobu w warunkach naturalnych.

Jak długo dane urządzenie będzie pracować poprawnie? Które z jego elementów składowych najwcześniej zawiedzie? Jaki wpływ będą mieć różne czynniki środowiska na pracę urządzenia? Pełną odpowiedź na te pytania można otrzymać dopiero po odpowiednio długim okresie obserwacji pracy wielu urządzeń danego typu u użytkownika. Informacje uzyskiwane tą drogą przez producenta urządzeń okazują się jednak często spóźnione. Tymczasem niezawodność producent traktuje jako jeden z parametrów użytkowych wyrobu i jest zainteresowany w dysponowaniu takimi metodami badania i kontroli niezawodności, które można by zastosować, zanim jeszcze wyrób trafi do rąk użytkownika.

Typowe badania niezawodności sprzętu elektronicznego powszechnego użytku, prowadzone w zakładowych laboratoriach producenta, polegają na poddawaniu określonej liczby egzemplarzy wyrobu danego typu próbie pracy ciągłej przez okres czasu odpowiadający zazwyczaj połowie okresu rocznej eksploatacji. Czas trwania takich badań jest stosunkowo długi: np. dla urządzenia eksploatowanego średnio przez 4 godziny dziennie, czas pracy w ciągu pół roku wyniesie około 750 godzin, a więc urządzenia należy badać przez około 1,5 miesiąca (zakładając pracę przez 16 godzin na dobę).

Dlatego też w zakładach ZPE UNITRA-DOM, produkujących elektroniczny sprzęt powszechnego użytku (espu), oprócz badań długotrwałych, stosuje się jeszcze inną formę badań niezawodności, o skróconym do 200 godzin czasie trwania [2]. Informacje uzyskiwane z tych badań nie są tak pełne, jak z badań długotrwałych, ale otrzymuje się je stosunkowo szybko. Ułatwia to wykorzystywanie wyników badań w procesie wytwarzania.

Program badań 200-godzinnych jest dostosowany do specyfiki danego wyrobu. Oznacza to, że jest on poddawany w laboratorium różnym specyficznym czynnikom narażeniowym, które odwzorowują (symulują), wybrane warunki środowiska. I tak, na przykład samochodowe odbiorniki radiofoniczne są poddawane wstrząsom, w atmosferze o wysokim stopniu wilgotności i niskiej tempereturze.

Wszystkie uszkodzenia powstające w trakcie badań są szczegółowo analizowane.

Dostatecznie wczesne ujawnianie uszkodzeń i ustalanie przyczyn ich powstawania umożliwia producentowi podejmowanie kroków zapobiegawczych. Często wymaga to ingerencji w proces wytwarzania wyrobu, zmusza do zmian technologicznych bądź do wprowadzenia zmian konstrukcyjnych.

Uszkodzenia obserwowane podczas 200-godzinnych badań mają zazwyczaj swe źródło w:

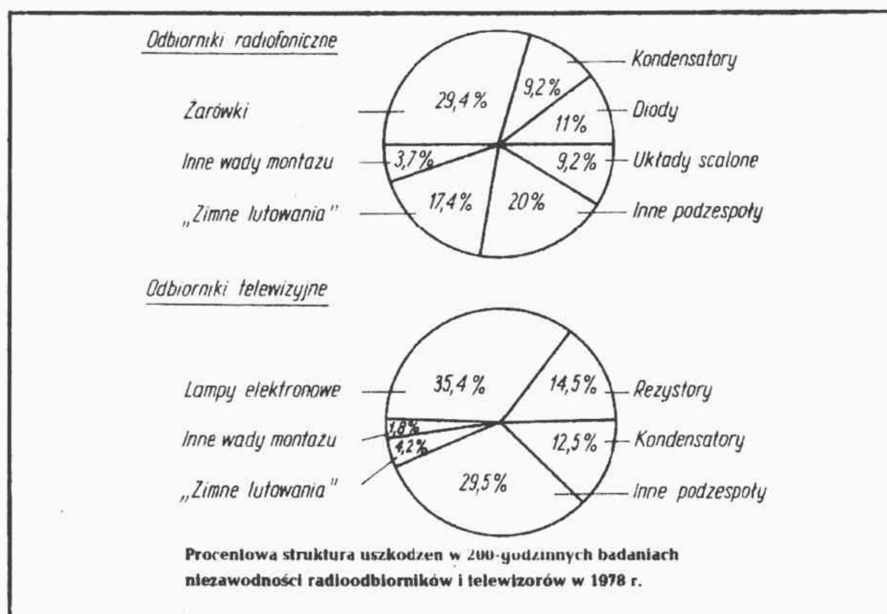
– niedostatecznej jakości operacji montażowych i technologicznych,

– niedostatecznej niezawodności elementów i podzespołów, wchodzących w skład urządzenia.

Na rysunku zilustrowano przykładowo procentową strukturę uszkodzeń krajowych odbiorników radiofonicznych i telewizyjnych, na podstawie wyników 200-godzinnych badań, przeprowadzonych w 1978 r.

Zmniejszenie udziału uszkodzeń elementów i podzespołów elektronicznych wiąże się z pod-

1) Wyjaśnienia dotyczące niektórych pojęć związanych z niezawodnością podano na końcu artykułu.



Procentowa struktura uszkodzeń w 200-godzinnych badaniach niezawodności radioodbiorników i telewizorów w 1978 r.

niesieniem ich niezawodności eksploatacyjnej. Celowi temu służą m. in. bezpośrednie kontakty producenta sprzętu z wytwórcami podzespołów. Z drugiej zaś strony producent sprzętu, zważywszy na silną zależność parametrów niezawodnościowych elementów i podzespołów elektronicznych od warunków ich pracy w urządzeniu, stara się łagodzić warunki pracy newralgicznych elementów i podzespołów.

Spośród licznych wniosków wynikających z 200-godzinnych badań niezawodności w 1978 r. i w pierwszej połowie 1979 r. można wymienić przykładowo:

- zastąpienie diodami elektroluminescencyjnymi zawodnych żarówek sygnalizacyjnych w przenośnych odbiornikach radiofonicznych typu PMP101, PM102 i PM105;
- zmiana rodzaju smaru stosowanego w łożyskach koła zamachowego magnetofonu M1417S dla uniknięcia uszkodzeń spowodowanych zacieraniem się łożyska;
- złagodzenie warunków pracy niektórych rezystorów w odbiornikach telewizyjnych lampowo-tranzystorowych przez zastosowanie rezystorów o większej mocy;
- wprowadzenie korpusów z polietylenu do cewek, w których samoczynne obracanie się rdzeni powodowało rozstrajanie głowicy w odbiorniku radiofonicznym „Jowita 2 IC".

Wyniki badań są również wykorzystywane przy opracowywaniu nowych konstrukcji (analiza historii uszkodzeń). Na przykład, w odbiorniku radiofonicznym „Duet" słabym punktem, jak wykazały m. in. badania niezawodności, były prostowniki 1PM-05 w układzie zasilania. W zmodernizowanej wersji tego odbiornika („Duet 2") zmieniono układ zasilania i zastosowano diody BYP401.

Liczbowa ocena niezawodności sprzętu opiera się m. in. na obliczonej z wielu badań wartości średniego czasu między uszkodzeniami. Stacjonarne odbiorniki radiofoniczne osiągają dziś w badaniach średni czas między uszkodzeniami na poziomie 10 000 godzin, magnetofony – 5000 godzin, a odbiorniki telewizyjne lampowo-tranzystorowe – około 4000 godzin.

W tablicy przedstawiono względny wzrost poziomu niezawodności sprzętu w odniesieniu do roku 1977.

W zakładach ZPE UNITRA-DOM 200-godzinne badania niezawodności stanowią jedynie część całego systemu przedsięwzięć skierowanych na stałe polepszanie niezawodności wyrobów. Począwszy od najwcześniejszych etapów przygotowania produkcji, tj. od projektu koncepcyjnego i wstępnego poprzez projekt techniczny aż do serii próbnej wyrobu, problematyka dotycząca niezawodności towarzyszy poczynaniom konstruktorów i technologów.

stosowane w technice kosmicznej. Na przeszkodzie praktycznej realizacji tego stoją względy ekonomiczne. Nie ma bowiem sensu wytwarzanie np. bardzo drogich radioodbiorników o nadzwyczaj wysokiej niezawodności i wielkiej trwałości skoro okres ich moralnego zestarzenia się wynosi 5...10 lat.

* * *

Definicja niezawodności, przyjęta np. przez IEC (International Electrotechnical Comission – Międzynarodową Komisję Elektrotechniczną) określa, że niezawodność jest to „zdolność obiektu do spełniania określonych funkcji przez określony okres czasu w określonych warunkach".

Ilościowe określenie niezawodności odbywa się za pomocą pojęcia prawdopodobieństwa poprawnej pracy obiektu w określonym przedziale czasowym. Praktyczną miarą niezawodności są wskaźniki niezawodności. Dla elektronicznego sprzętu powszechnego użytku najbardziej rozpowszechnionym jest wskaźnik „średni czas między uszkodzeniami" (MTBF – mean time between failures).

„Średni" nie oznacza w tym przypadku potocznie rozumianej wartości średniej. Ponieważ prawdopodobieństwo poprawnej pracy jest dla tego sprzętu opisywane rozkładem wykładniczym, średni czas między uszkodzeniami jest odwrotnością parametru tego rozkładu. Oznacza to, że spośród losowo wybranych egzemplarzy danego typu urządzenia o określonej wartości średniego czasu między uszkodzeniami

Wzrost poziomu niezawodności elektronicznego sprzętu powszechnego użytku na podstawie 200-godzinnych badań niezawodności (poziom niezawodności sprzętu w 1975 r. przyjęto za 1000)

Typ sprzętu	1975	1976	1977	1978	1979 (I półrocze)
Odbiorniki radiofoniczne	1000	1298	1569	2126	3423
Odbiorniki radiofoniczne przenośne	1000	1350	1097	1187	1332
Odbiorniki telewizyjne czarno-białe	1000	1306	1722	2297	2479
Magnetofony i radiomagnetofony	1000	1313	1678	1943	2556
Gramofony	1000	1115	1543	901	2256

Badania 200-godzinne, którym poddawany jest sprzęt przekazany do produkcji seryjnej, mają już tylko charakter kontrolny. Szczególna rola tych badań wypływa z faktu, że realizowane są one okresowo. Umożliwia to bieżące śledzenie zmian poziomu niezawodności i szybką reakcję na pogorszenie się niezawodności wyrobu [4].

Jednakże nawet rozbudowany system badań laboratoryjnych nie zwalnia producenta od zbierania informacji o zachowaniu się sprzętu w warunkach eksploatacyjnych. Wszystkie badania laboratoryjne są bowiem badaniami symulacyjnymi, nie stanowią więc pełnej podstawy do oceny pracy urządzeń w warunkach rzeczywistych.

Dane napływające z sieci handlowej, z warsztatów serwisowych i od użytkowników są traktowane jako główne źródło informacji o niezawodności eksploatacyjnej wyrobu.

Na zakończenie warto wspomnieć, że z technicznego punktu widzenia zupełnie możliwe jest konstruowanie i wytwarzanie elektronicznego sprzętu powszechnego użytku o bardzo wysokiej niezawodności, wykorzystując dostępne dziś metody projektowania i technologie, np.

jedynie około 37% będzie pracować bez uszkodzenia przez czas dłuższy niż wynosi ta wartość.

Probabilistyczny charakter wskaźników niezawodności wymaga stosowania metod statystyczno-matematycznych przy ocenie i interpretacji wyników badań.

Średni czas między uszkodzeniami dotyczy zawsze pewnej populacji wyrobów; podawanie wartości liczbowej tego wskaźnika dla jednego egzemplarza wyrobu ma jedynie znaczenie umowne.

LITERATURA

[1] J.M. Juran, F.M. Gryna – Jakość, projektowanie, analiza. WNT, 1974 r.

[2] Instrukcja OBRESPU nr 3/K-1/XII/76 „Organizacja skróconych badań niezawodności sprzętu i wybranych podzespołów powszechnego użytku" – Wyd. wewnętrzne ZPE UNITRA-DOM.

[3] „Pleasing the consumer while playing to win" – IEE Spectrum, nr 9, sept. 1977.

[4] J.M. Solana „Checking electronic equipment reliability" – Proceedings 23-th EOQC Conference, Budapeszt 1979.

TUNER STEREOFONICZNY FM

Część II

ANDRZEJ MIKOŁAJCZAK

OPIS KONSTRUKCJI

Cały tuner podzielono na pięć modułów - każdy moduł mieści się na osobnej płytce drukowanej. Na rysunkach 7...11 przedstawiono schematy połączeń i schematy montażowe płytek drukowanych poszczególnych modułów.

Głowica typu RG12K jest zasilana napięciem ujemnym, podczas gdy pozostałe zespoły napięciem dodatnim; dlatego należy zwrócić szczególną uwagę na odizolowanie korpusu głowicy od chassis.

Schemat wyprowadzeń głowicy przedstawiono na rysunku 12.

Cewka L1 (rys. 2) powinna być nawinięta na korpusie dowolnego filtru pośr. cz. FM i zawierać 4 zwoje. Cewki L2 i L3 (rys. 3) należy nawinąć na rdzeniu kubkowym M18/11 o stałej indukcyjnej A_L 100...250. Liczbę zwojów należy obliczyć ze wzoru:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

w którym:

L - indukcyjność cewki L2 i L3 = 7 mH.

W przypadku rdzenia o stałej A_L = 200 otrzyma się:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{7 \cdot 10^{-3}\ H}{200 \cdot 10^{-9}\ H}} \cong 190\ zw.$$

Odczep 2 cewki L3 dołączony do końcówki 10 układu scalonego UL1601N powinien być wykonany na jednej dziesiątej liczby zwojów, licząc od końca dołączonego do końcówki 13, układu scalonego UL1601N.

Dławiki Dł4 i Dł5 filtru wyjściowego dekodera (rys. 3) mają indukcyjności 40 mH i powinny być nawinięte na rdzeniu M18/11 o dużej stałej indukcyjnej. W odróżnieniu od cewek L2 i L3 filtrów 19 kHz i 38 kHz w tym przypadku można zastosować rdzeń bez szczeliny. W razie trudności ze zdobyciem tego typu rdzeni można w ich miejsce zastosować rezystory wartości 1 kΩ. Zmiana ta spowoduje tylko nieznaczne zwiększenie przesłuchów tunera. Wszystkie cewki (L1, L2, L3) powinny być mocowane w ten sposób, aby nie nastąpiło przemieszczenie rdzenia (np. wskutek wstrząsów). Drut nawojowy powinien mieć średnicę 0,1...0,2 mm.

Na rysunku 13 przedstawiono wnętrze tunera oraz płytę czołową.

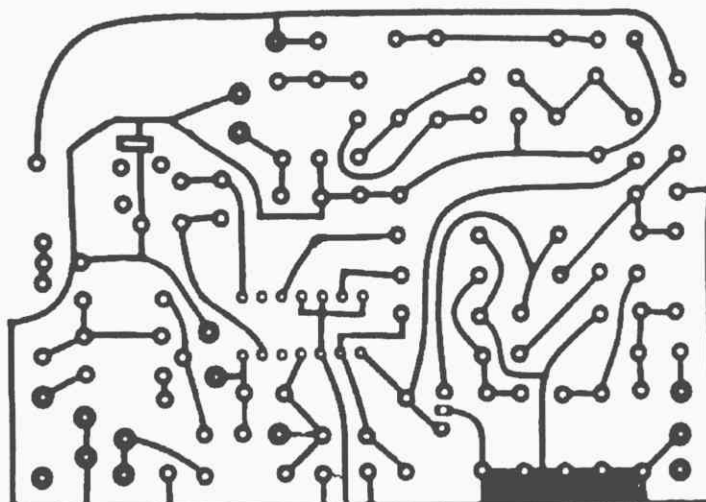
Zasilacz znajduje się z prawej strony obudowy i jest oddzielony od części odbiorczej ekranem. Na płycie czołowej znajduje się wskaźnik wychyłowy od odbiornika „Elizabeth", przełącznik trójpozycyjny typu „Isostat", wskaźnik diody dostrojenia dyskryminatora, dioda wskazująca odbiór programu stereofonicznego oraz pokrętło strojenia. W tylnej płycie znajduje się bezpiecznik, gniazdo uziemienia oraz gniazdo antenowe.

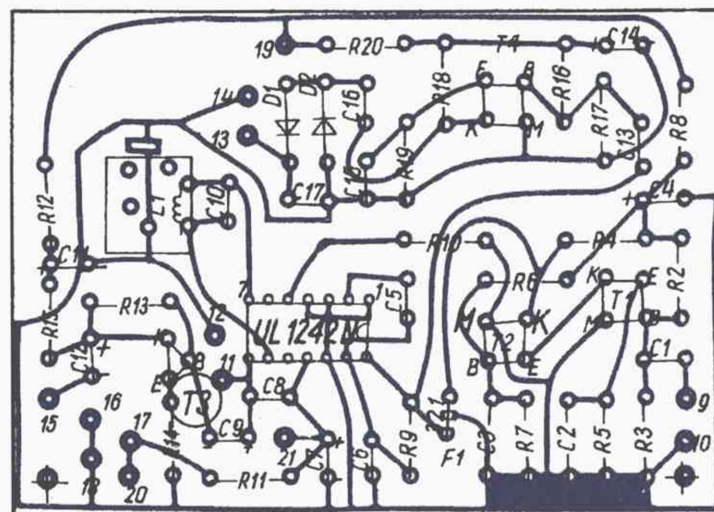
Wszystkie rezystory zastosowane w tunerze są typu MŁT i mają moc obciążenia 0,25 W.

URUCHAMIANIE

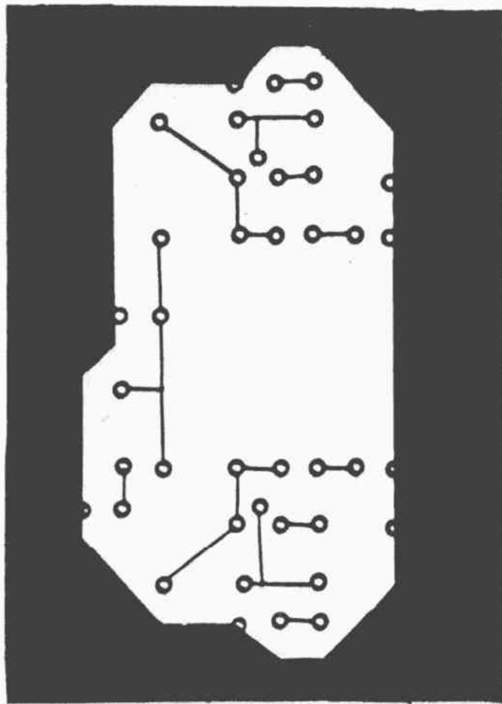
Przed przystąpieniem do uruchomienia tunera należy dokładnie sprawdzić montaż płytek oraz połączenia między nimi.

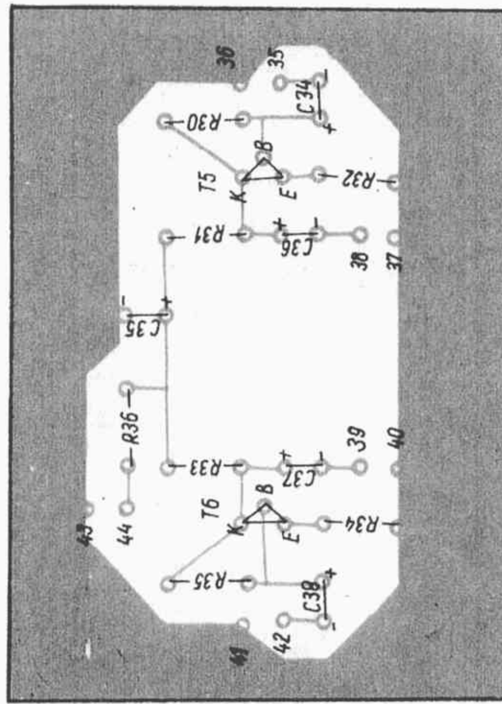
Uruchamianie należy rozpocząć od wyregulowania zasilacza stabilizowanego (rys. 6). Jeżeli montaż jest przeprowadzony prawidłowo, cała regulacja sprowadza się do ustawienia prądu zwarcia i napięcia wyjściowego. Wykonuje się to nastę-



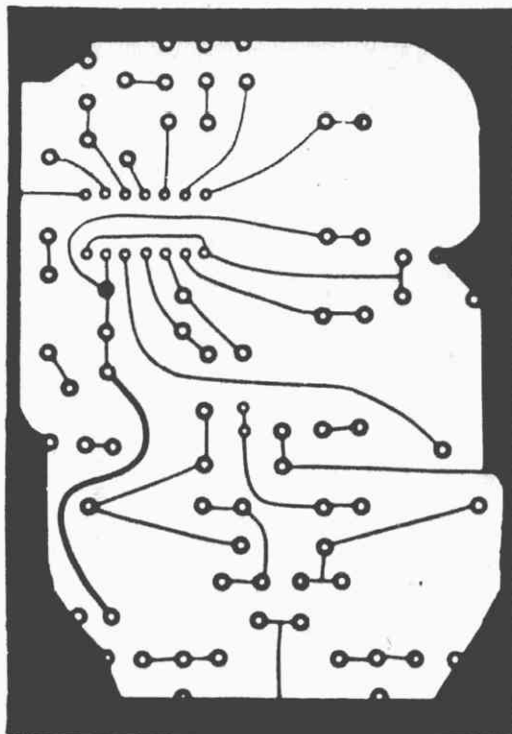


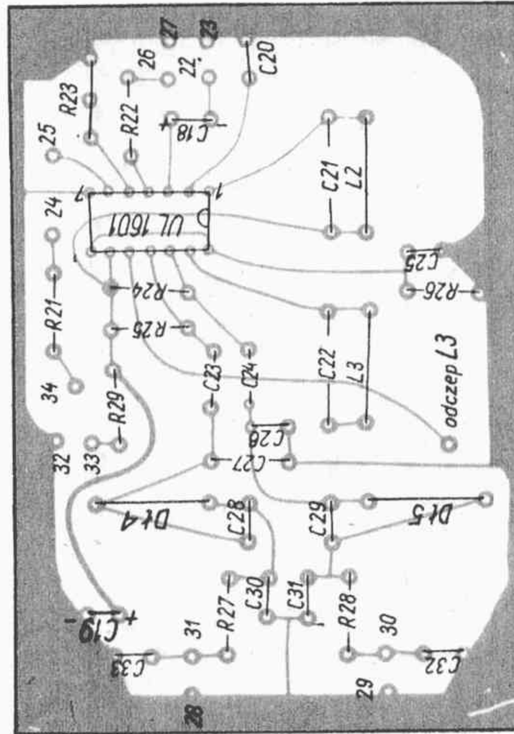
Rys. 7. Płytka drukowana wzmacniacza pośr.cz.
a - schemat montażowy, b - widok od strony ścieżek





Rys. 9. Płytka drukowana wzmacniacza wstępnego
a – schemat montażowy, b – widok od strony ścieżek



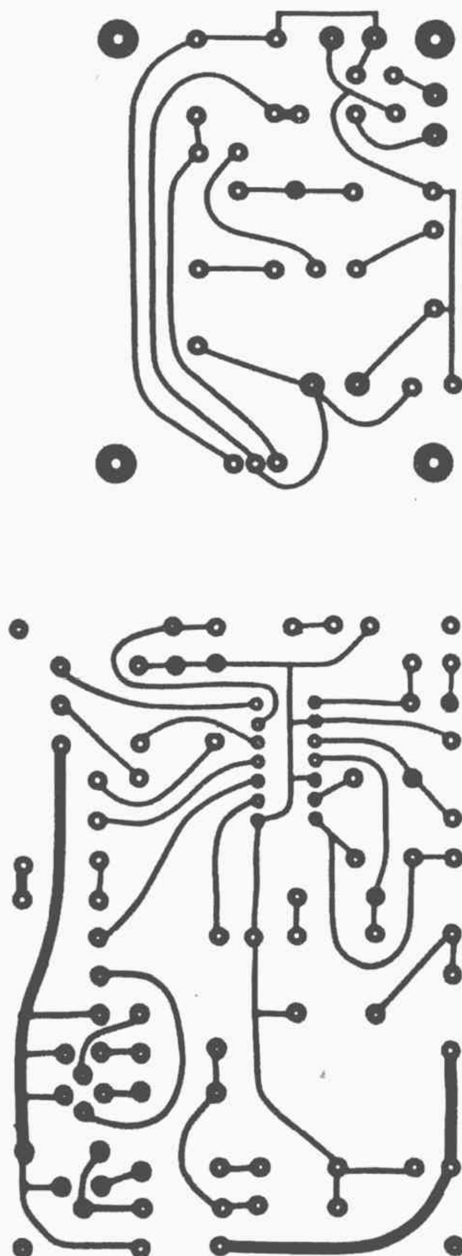


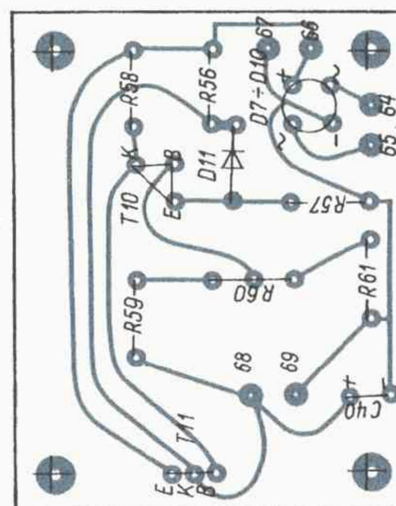
Rys. 8. Płytka drukowana dekodera
a – schemat montażowy, b – widok od strony ścieżek

pująco: ustawia rezystorem R60 napięcie wyjściowe równe 16 V. Równolegle do wyjścia dołącza rezystor obciążenia, szeregowo z miliamperomierzem. Stopniowo należy zwiększać prąd obciążenia, aż do wartości około 200 mA. Napięcie na wyjściu nie powinno się zmienić. Po przekroczeniu wartości 200 mA napięcie wyjściowe powinno zmniejszyć się do zera, a prąd wyjściowy nie powinien przekraczać 50 mA. Po zmniejszeniu obciążenia napięcie wyjściowe powinno osiągnąć wartość nominalną. Jeżeli natężenie prądu zwarcia będzie się znacznie różniło od podanej wyżej wartości, należy zmienić wartość rezystora R57: zwiększyć, jeżeli prąd jest za duży lub zmniejszyć jeżeli jest za mały.

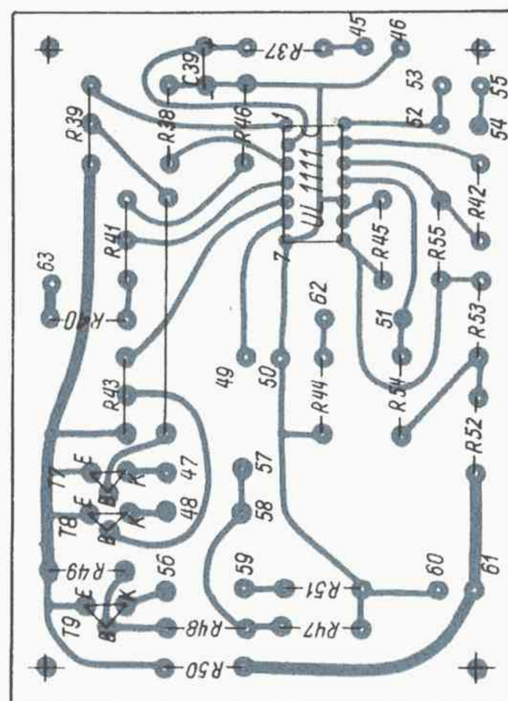
Następnie można uruchomić podstawowy człon odbiornika: głowicę UKF wraz ze wzmacniaczem pośr. cz. Do punktów 15 i 16 (rys. 1) należy dołączyć dowolny wzmacniacz m. cz. W głośniku powinien pojawić się silny szum, a przy pokręcaniu gałką „Strojenie" powinny się „pojawiać" stacje UKF.

Kolejną czynnością jest zestrojenie filtru





Rys. 11. Płytka drukowana zasilacza
a – schemat montażowy, b – widok od strony ścieżek

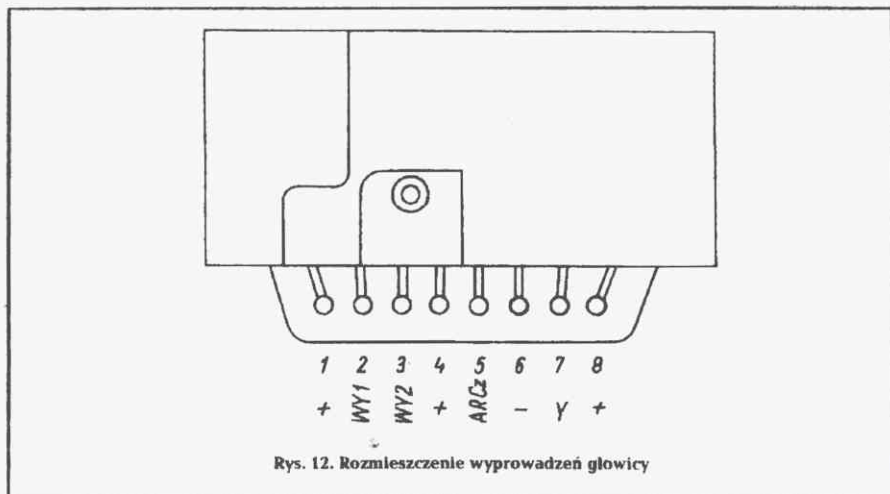


Rys. 10. Płytka drukowana układów dodatkowych
a – schemat montażowy, b – widok od strony ścieżek

dyskryminatora L1, C10 (rys. 2). W tym celu należy zewrzeć końcówkę 1 filtru F1 do masy i zmierzyć napięcie stałe na końcówce 8 układu scalonego UL1242N. Następnie trzeba usunąć zwarcie i próbować dostroić odbiornik do najsilniejszej stacji (w Warszawie jest to program I TVP), kontrolując napięcie na nóżce 8. Jeżeli zmierzone teraz napięcie będzie miało inną wartość niż przy zwartej do masy końcówce 1 filtru F1, należy strojąc rdzeniem cewki L1 wyrównać obydwa napięcia. Następnie należy odstroić w jednym i drugim kierunku, po czym zmierzyć napięcie. Napięcia te, przy prawidłowym zestrojeniu, powinny być jednakowe – będzie to świadczyło o prawidłowości krzywej „S" dyskryminatora. Jeżeli napięcia będą się różniły, należy ponownie pokręcić rdzeniem cewki L1.

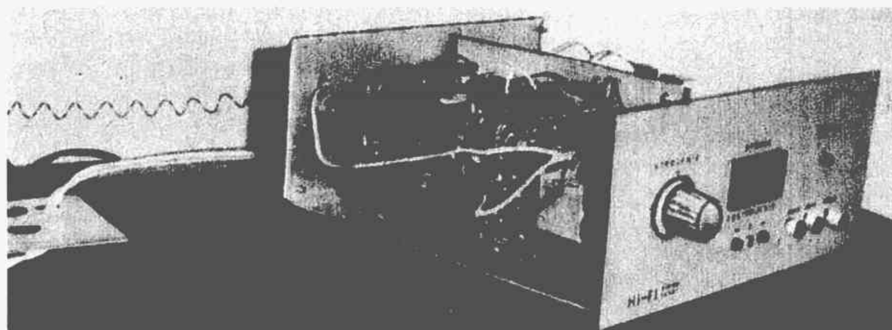
Miernikiem prawidłowego dostrojenia odbiornika jest równość napięć przy dostrojeniu i przy zwarciu końcówek 1 i 2 filtru F1 oraz symetria przy odstrojeniu w obydwu kierunkach.

Z kolei trzeba skorygować prawidłowość działania układu cichego strojenia. Układ ten jest włączony klawiszem „pasmo". W tym celu należy równolegle do kondensatora C17 (rys. 2) dołączyć wolto-



Rys. 12. Rozmieszczenie wyprowadzeń głowicy

Rys. 13. Widok płyty czołowej i wnętrza wzmacniacza



mierz napięcia stałego (Rwe ≥ 50 kΩ/V). Napięcie przy dostrojeniu powinno być większe od 0,8 V, przy odstrojeniu napięcie maleje do zera.

Kolejnym etapem jest uruchomienie dekodera stereofonicznego (rys. 3). Do końcówki 13 układu scalonego UL1601N należy dołączyć woltomierz lampowy lub oscyloskop. Do wejścia należy podać sygnał z generatora o częstotliwości 19 kHz. Kręcąc rdzeniem L2 nastroić obwód na maksimum wskazań woltomierza. Następnie należy zlikwidować przesłuchy. Jeżeli nie ma się do dyspozycji kodera, należy wykorzystać sygnał testowy nadawany przed audycją stereofoniczną.

W momencie podawania sygnału kolejno w lewym i prawym kanale redukuje się przesłuchy, strojąc rdzeniem cewki L3 i potencjometrem R23.

Następnie włącza się moduł z układami dodatkowymi (rys. 5). Napięcie na kondensatorze C17 (rys. 2) w momencie dostrojenia powinno być mniejsze niż 0,8 V. Spowoduje to, że tranzystor TC osiągnie stan nasycenia i napięcie na końcówce 8 układu scalonego UL1111N wyniesie około 0,2 V i to z kolei spowoduje, że tranzystor TD zatka się, a napięcie na końcówce 11 będzie prawie równe napięciu zasilania. Napięcie to jest mierzone woltomierzem składającym się z mikroamperomierza WS oraz rezystora R44. Wartość rezystora należy tak dobrać, aby przy dostrojeniu, mikroamperomierz wychylał się do maksimum.

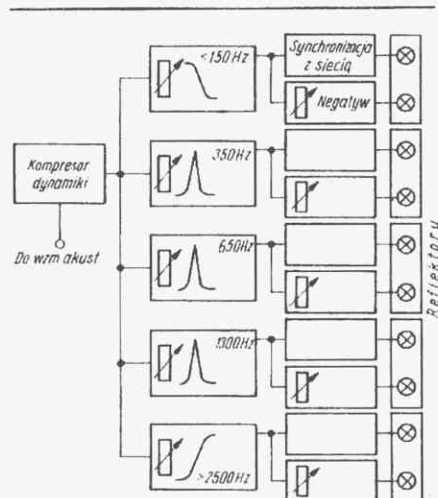
Regulacja układu dostrojenia sprowadza się do ustawienia rezystorem R41 napięcia na końcówce 5 układu scalonego UL1111N, identycznego z napięciem na końcówce 1)przy odbiorniku dostrojonym do stacji).

DYSKOTEKOWE URZĄDZENIE ILUMINOFONICZNE

GRZEGORZ WODZINOWSKI

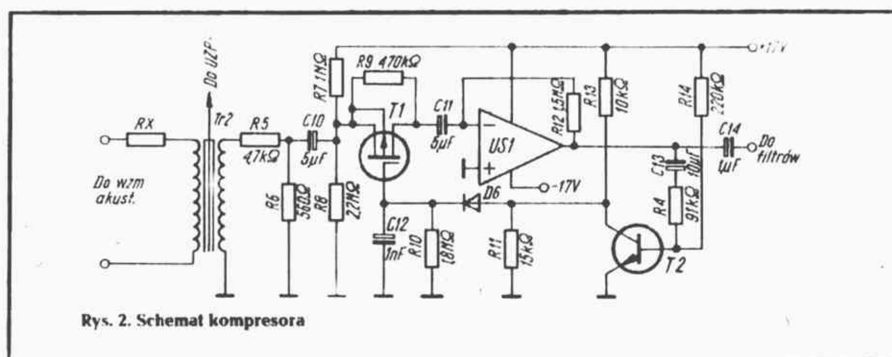
Opisane poniżej urządzenie iluminofoniczne jest przystosowane do współpracy z wzmacniaczem dowolnej mocy, sterując pracą co najmniej 10 reflektorów. W przypadku wyposażenia dyskoteki w stereofoniczny zestaw urządzeń elektroakustycznych zaleca się zastosowanie dwóch takich urządzeń (zestawu dwukanałowego). Wówczas można zastosować 20 lub więcej reflektorów, co wzbogaca efekty świetlne.

Całość urządzenia (rys. 1) zawiera następujące zespoły: kompresor dynamiki, zespół filtrów, układy synchronizacji momentu wyzwalania triaków z przebiegiem napięcia sieci, układy wyzwalania triaków sterujących reflektorami „negatywowymi", zespół triaków, zasilacz, układ zabezpieczający przed porażeniem (UZPP) oraz zespół reflektorów.



Rys. 1.
Schemat strukturalny urządzenia iluminofonicznego

Kompresor dynamiki (rys. 2) służy do zmniejszenia odstępu między poziomem największym sygnałów audycji i poziomem najmniejszym. Zasada działania kompresora jest następująca. Sygnał z wzmacniacza m.cz. jest doprowadzony do tranzystora polowego T1, a następnie do wzmacniacza operacyjnego układu scalonego US1. Z wyjścia tego wzmacniacza sygnał jest doprowadzony do zespołu filtrów częstotliwościowych przez kondensator C14 oraz C13 i rezystor R4 do bazy tranzystora T2. Tranzystor T2 jest przyłączony równolegle do rezystora R11 tworzącego wspólnie z rezystorem R13 dzielnik napięcia. W miarę zwiększania się wysterowania rezystancja tranzystora T2 maleje, co powoduje zmniejszanie się napięcia na kondensatorze C12. Spadek napięcia na bramce tranzystora T1 powo-



Rys. 2. Schemat kompresora

duje zwiększenie wartości rezystancji dren–źródło, a tym samym zmniejszenie napięcia sygnału.

Kompresor dynamiki pracuje poprawnie przy doprowadzeniu do jego wejścia sygnału o napięciu od 50 mV do 5 V.

Sygnał otrzymany na wyjściu kompresora dynamiki jest doprowadzony do wejść 5 filtrów częstotliwościowych (rys. 3).

Na wejściu każdego z filtrów znajdują się potencjometry P6...P10 umożliwiające regulację napięcia wyjściowego. Filtry zawierają scalone wzmacniacze operacyjne. Filtr o częstotliwości mniejszej od 150 Hz jest układem dolnoprzepustowym, natomiast filtry 350, 650, 1300 Hz są filtrami pasmowo-przepustowymi. Filtr 2500 Hz jest filtrem górnoprzepustowym.

Pozostałą część układu (jeden z pięciu kanałów) ilustruje rys. 4.

Z wejścia połączonego z wyjściem filtru (C25, R75) napięcie sterujące jest doprowadzone do układu synchronizacji wyzwalania triaka z przebiegiem napięcia sieci. Baza tranzystora T3 jest spolaryzowana z dzielnika utworzonego z rezystorów R15 i R35. Na emiterze przyłączonym do kondensatora C15 i rezystora R20 potencjał zmienia się w zależności od napięcia panującego aktualnie na wejściu. Potencjał ten zmienia się również w wyniku ładowania kondensatora C15 przez rezystor R20. W momencie, kiedy napięcie na kondensatorze C15 osiągnie dostatecznie wielką wartość (dodatnią), tranzystor T3 zaczyna przewodzić i otwiera jednocześnie tranzystor T8. Proces, podczas którego oba tranzystory przechodzą do stanu pełnego przewodzenia, zachodzi bardzo szybko. Na bramce triaka pojawia się impuls prądu wyzwalający triak Tc1.

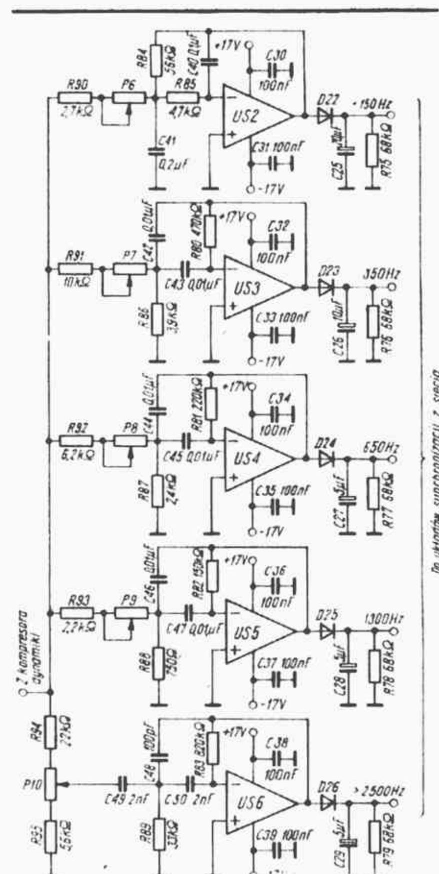
Emiter tranzystora T3 jest połączony przez diodę D17 z zasilaczem w miejscu „X", w którym napięcie ma przebieg wyprostowanego dwupołówkowo napięcia sieci. W momencie, gdy napięcie w miejscu „X" ma wartość mniejszą od napięcia na kondensatorze C15, rozładowywuje się on przez diodę D17. Przy zmianie wartości napięcia otrzymywanego z filtru, zmienia się napięcie na kondensatorze C15. Przy większej wartości napięcia na w.w kondensatorze, wyzwalanie triaka nastąpi już na początku „półfali" w miejscu „X" zasilacza, a więc z minimalnym opóźnieniem w odniesieniu do momentu, gdy wartość chwilowa napięcia przemiennego sieci była równa zeru. Przy mniejszej wartości napięcia sterującego na wejściu układu wyzwalanie triaków będzie następowało z coraz większym opóźnieniem w stosunku do momentu „przejścia przez zero" napięcia sieci, a tym samym zmniejszać się będzie wartość skuteczna napięcia (i natężenia prądu) zasilającego reflektory.

Na tym samym schemacie (rys. 4) przedstawiono układ sterujący reflektor „negatywowy". Reflektor ten świeci się w momencie braku (zbyt małej wartości) napięcia sterującego, czyli wówczas gdy w sygnale akustycznym nie występują częstotliwości danego kanału. Działanie układu jest następujące.

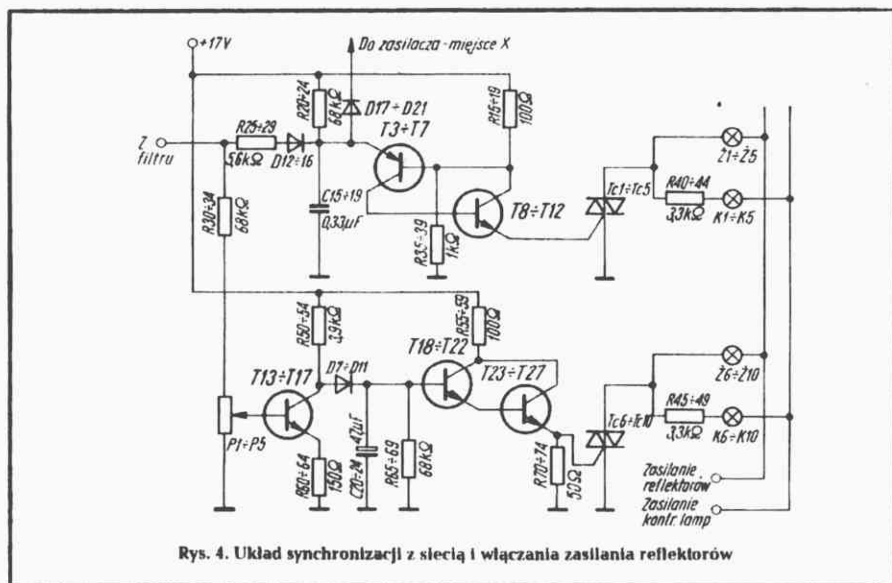
Tranzystory T18 i T23 pracują w układzie Darlingtona. Gdy tranzystor T13 nie jest wysterowany, wówczas układ Darlingtona przewodzi i wyzwala triak włączający reflektor „negatywowy". W momencie wysterowania tranzystora T13 napięciem doprowadzanym do wejścia, regulowanym potencjometrem P1, układ Darlingtona zostaje zatkany, triak przestaje przewodzić i reflektory gasną.

Równolegle do wszystkich reflektorów są przyłączone żarówki kontrolne znajdujące się na płycie czołowej urządzenia iluminofonicznego. Ułatwia to obsługę urządzenia w warunkach eksploatacyjnych.

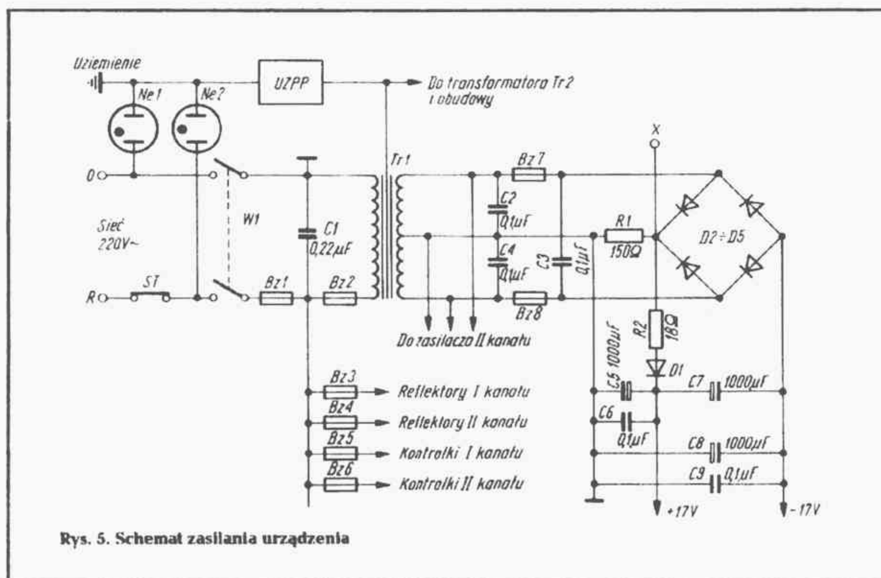
Układy zasilane są napięciem +17 i −17 V z zasilacza, którego schemat przedsta-



Rys. 3. Schemat filtrów częstotliwościowych



Rys. 4. Układ synchronizacji z siecią i włączania zasilania reflektorów



Rys. 5. Schemat zasilania urządzenia

wiono na rysunku 5. Rezystor R2 i dioda D1 służą do odseparowania kondensatorów wygładzających C5 i C6 od miejsca „X".

W przypadku zastosowania dwóch kompletnych układów sterowanych z wzmacniacza stereofonicznego, transformator Tr1 (o napięciu na uzwojeniu wtórnym 2 × 13 V i prądzie 1 A) zasila dwa układy prostownicze, oddzielne dla każdego kanału stereofonicznego. Do przewodów zasilających i zacisku uziemienia przyłączono dwie neonówki Ne1 i Ne2, których zadaniem jest sygnalizowanie prawidłowości włożenia wtyczki do gniazda sieciowego.

Ponieważ urządzenie zasilane jest bezpośrednio z sieci elektroenergetycznej, należy jak najlepiej zabezpieczyć się przed ewentualnym porażeniem prądem. W tym celu zastosowano układ zabezpieczający opracowany przez inż. R. Grockiego i opublikowany w nrze RiK 9/75.

Zasada działania układu polega na porównywaniu dodatniego lub ujemnego potencjału na zabezpieczonym elemencie z potencjałem (punktem) odniesienia; jeżeli kontrolowany potencjał przekroczy wartość ±24 V, to układ odłącza urządzenie od sieci za pomocą zestyków ST odpowiedniego stycznika stanowiącego część układu zabezpieczającego UZPP. Punktem o określonym potencjale odniesienia jest w tym przypadku uziemienie.

Ważne jest dobre wykonanie transformatora Tr2. Transformator ten należy nawinąć na rdzeniu o przekroju 1...4 cm ; przekładnia jego powinna wynosić 1:1, drut nawojowy DNE Ø 0,1 mm, liczba zwojów każdego uzwojenia – około 300.

Zadaniem tego transformatora jest oddzielenie urządzenia iluminofonicznego od wzmacniacza akustycznego.

Aby transformator należycie spełniał swoją funkcję, uzwojenia należy nawijać na korpusie mającym dwie sekcje i wykonanym z materiału izolacyjnego o wytrzymałości na przebicie równej co najmniej 1000 V. Uzwojenia powinny być oddzielone od siebie i od rdzenia. Obudowę, płytę czołową, rdzenie transformatorów Tr1 i Tr2 oraz oprawy reflektorów należy starannie połączyć przewodem o przekroju 2,5 mm^2 z urządzeniem zabezpieczającym UZPP. „Masa" układu (zaznaczona na schematach) powinna być izolowana od obudowy, czyli powinna stanowić szynę z drutu miedzianego odizolowaną od obudowy urządzenia iluminofonicznego.

OPIS URUCHOMIENIA

Uruchomienie układu rozpoczyna się od dobrania właściwej wartości rezystora Rx (100...1000 Ω) tak, aby przy maksymalnym wysterowaniu wzmacniacza akustycznego napięcie na wtórnym uzwojeniu transformatora Tr2 wynosiło 2...3 V.

Następnie przygotowuje się urządzenie do włączenia zasilania z sieci. Przed pierwszym uruchomieniem (jak również i przy każdorazowym montowaniu urządzenia w lokalu dyskoteki) należy najpierw przyłączyć uziemienie. Przewód uziemiający powinien mieć przekrój 4 mm^2. Jako uziemienie można wykorzystać rury instalacji wodociągowej. Rur instalacji centralnego ogrzewania i instalacji gazowej nie wolno wykorzystywać jako uziemienia. W tym celu należy usunąć z rury pokrycie zabezpieczające oraz warstwę tlenków. Na dokładnie oczyszczoną powierzchnię (do połysku), posmarowaną cienko wazeliną techniczną, należy założyć opaskę z pocynowanej blachy miedzianej, do której przylutowuje się koniec przewodu uziemiającego. Równie solidnie należy wykonać połączenia między obudowami reflektorów i urządzeniem UZPP; nie można tu stosować żadnych wtyków lub zacisków – połączenia należy lutować starannie. Tylko solidne połączenia gwarantują bezpieczeństwo. Włącznik W1 ustawia się w położeniu „odłączony" i wkłada wtyk kabla zasilającego do gniazda sieciowego. Jeżeli „przewód fazowy" sieci będzie połączony z przewodem zerowym („0") urządzenia, to zaświeci się neonówka Ne1 sygnalizując nieprawidłowe włączenie wtyku. Wtyk należy włożyć tak, aby świeciła się neonówka Ne2 sygnalizująca prawidłowe połączenie urządzenia z siecią.

Następnie włącza się układ zasilania i sprawdza działanie układu zabezpieczającego UZPP, symulując stan pojawienia się na wszystkich chronionych elementach napięcia (dodatniego i ujemnego). Do wykonania tej próby niezbędny jest zasilacz o regulowanym napięciu do 30 V lub zespół 6 płaskich baterii.

Działanie kompresora sprawdza się oscyloskopem po doprowadzeniu sygnału m.cz. ze wzmacniacza do uzwojenia pierwotnego transformatora Tr2. Obserwowany przebieg nie powinien być zniekształcony (obcięty) przy kilku różnych wartościach sygnału m.cz.

Wzmocnienie kompresora można zmieniać, dobierając wartość rezystora R12 w obwodzie ujemnego sprzężenia zwrotnego wzmacniacza operacyjnego.

Następnie należy wysterować wzmacniacz m.cz. z generatora napięcia sinusoidalnego i sprawdzić pasma przepustowe poszczególnych filtrów częstotliwościowych. Niezgodność pasm z założonymi spowodowana jest najczęściej zastosowaniem w sprzężeniu zwrotnym filtru elementów RC o innych wartościach. Następnie należy sprawdzić oscyloskopem przebiegi napięcia na żarówkach w zależności od ustawienia potencjometrów P6...P10.

OPIS EKSPLOATACJI

Urządzenie iluminofoniczne można obciążyć reflektorami o mocy zależnej od dopuszczalnego prądu triaka. Należy pamiętać, że moc znamionowa żarówki, a więc i natężenie prądu przez nią pobieranego określane są dla żarówki żarzącej się. Żarówka o zimnym włóknie ma znacznie mniejszą rezystancję, a więc w momencie początkowym płynie przez nią prąd o większym natężeniu niż w czasie normalnego żarzenia się. Najlepiej zdają egzamin żarówki fotograficzne 125 W i 250 W „Nitrophot" produkowane w NRD (firma NARVA). Żarówki te mają wewnątrz naniesioną warstwę odblaskową, mleczną bańkę i dają silne światło.

Instalując urządzenie iluminofoniczne w sali należy zwrócić uwagę, aby przewody łączące reflektory nie były dostępne dla publiczności. W żadnym przypadku nie mogą leżeć pod dywanami, na podłodze przy ścianach itp. Należy zwrócić również uwagę na solidne zamocowanie reflektorów oraz takie ich rozmieszczenie, aby nie stanowiły zagrożenia pożarowego.

Kolorowe filtry do reflektorów najlepiej jest wykonać ze szkła witrażowego. Filtr powinien być złożony z pasów szkła o szerokości 3...4 cm. Zastosowanie jednolitego kawałka szkła prowadzi do powstawania naprężeń w szkle i w rezultacie jego pękania wskutek silniejszego rozgrzewania się filtru w środkowej jego części.

Autor zaleca wykonanie zestawów dwureflektorowych, tak aby w każdym zestawie był reflektor rozbłyskujący przy pojawianiu się sygnału m.cz. i reflektor „negatywowy". Taka konstrukcja umożliwia rozmieszczenie zestawów w wielu miejscach sali, dając atrakcyjne efekty zmiennego oświetlenia i kolorowych półcieni.

Przy opracowywaniu opisanego urządzenia iluminofonicznego korzystano z niektórych układów „STEREO-COLOR-ORGAN", którego twórcą jest Brian Hollins (urządzenie opisane w mies. „Radio-Electronics").

OPIS URZĄDZENIA UZPP

Ponieważ urządzenie zabezpieczające przed porażeniem opracowane przez inż. R. Grockiego opisane było w RiK w roku 1975 i niektórzy Czytelnicy mogą mieć trudności w odszukaniu tego opisu, podana jest niżej zasada jego działania oraz schemat (rys. 6).

Urządzenie zawiera cztery układy podstawowe: ogranicznik napięcia, komparator napięcia dodatniego, komparator napięcia ujemnego, układ odłączający.

Ogranicznik napięcia. Diody D27 i D28 przekazują z wejścia *W* napięcie dodatnie lub ujemne do właściwych komparatorów. Zadaniem ograniczników jest ograniczenie napięcia wejściowego do 24 V. Zrealizowane są one przy użyciu diod Zenera D32 i D33.

Komparator napięcia dodatniego. Jego zadaniem jest stwierdzenie, czy napięcie na ograniczniku osiągnęło wartość 24 V. Napięcie z potencjometru R106 zostaje doprowadzone do wejścia inwersyjnego komparatora. Wartość R106 jest tak ustawiona, że przy napięciu +24 V na ograniczniku, napięcie na wejściu inwersyjnym komparatora wynosi 4,2 V. Z potencjometru R107 napięcie stabilizowane 4 V jest doprowadzone do wejścia nieinwersyjnego komparatora.

Komparator zawiera wzmacniacz operacyjny, którego sprzężenie zwrotne jest tak dobrane, że gdy na ograniczniku występuje napięcie +24 V, to na wyjściu komparatora napięcie ma wartość 0,3 V.

Komparator napięcia ujemnego. Komparator ten działa według takiej samej zasady, co komparator napięcia dodatniego z tą różnicą, że reaguje on na napięcie −24 V.

WYKAZ ELEMENTÓW

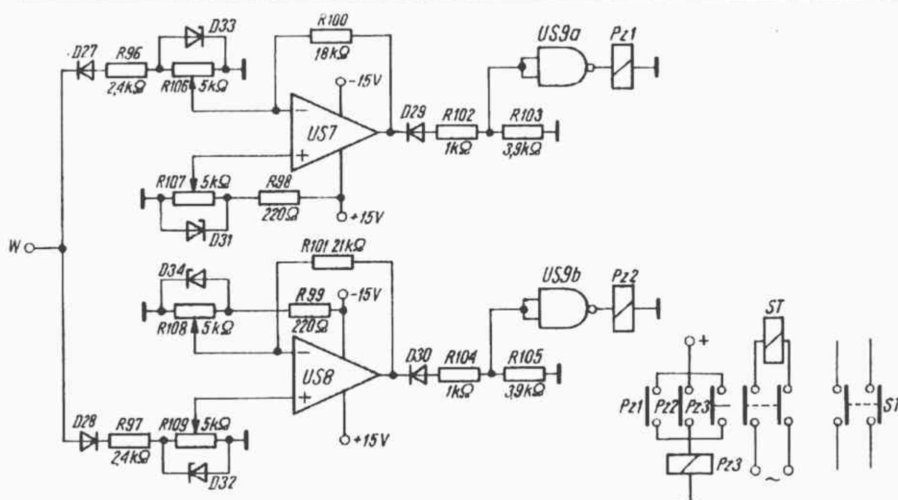
Układy scalone
US1...US8 – µA471
US9 – UCY7400

Tranzystory
T1 – 2N4352 (Motorola)
T2, T13...T17 – BC107, BC237
T3...T7 – BC313
T8...T12, T23...T27 – BC211

Triaki
Tc1...Tc10 – TIC2460, TXAL226B, TAGG6240400

Diody
D1...D5 – BYP401/50
D6...D26 – BAYP43
D27, D28 – BYP401/1000
D29, D30 – BAYP43
D31, D34 – BZP611C12
D32, D33 – BZP611C24

Potencjometry
P1...P5 – 500 kΩ C/0,25 W
P6...P10 – 50 kΩ A/0,25 W



Rys. 6. Schemat urządzenia zabepieczającego przed porażeniem (UZPP)

Układ odłączający. Układ ten zawiera bramki NAND i przekaźniki. Z chwilą pojawienia się na wyjściu komparatora napięcia +0,3 V, na wyjściu bramki NAND wystąpi napięcie o wartości powyżej 2,4 V, co spowoduje zadziałanie przekaźników odłączających przez stycznik *ST* zasilanie urządzenia iluminofonicznego.

Urządzenie zabezpieczające UZPP jest zasilane z oddzielnego zasilacza dostarczającego prądów o napięciach: ±15 V oraz +5 V.

Inne
Bz1 – gniazdo bezpiecznikowe Bi-Go z wkładką D-25 A
Bz2 – gniazdo SP7 z wkładką 500 mA
Bz3, Bz4 – gniazda bezpiecznikowe Bi-Go z wkładką D-10 A
Bz5...Bz8 – gniazda SP7 z wkładką 1250 mA
Ne1, Ne2 – neonówka TS220
W1 – łącznik krzywkowy ŁK25 (25 A)
K1...K10 – żarówki „telefoniczne" 60 V, 50 mA
ST – stycznik o prądzie znamionowym styków 25 A
PZ1...PZ3 – przekaźniki 240 Ω/3 V

TRANSCEIVER CW-SSB

Część II

inż. JERZY WĘGLEWSKI–SP5WW

Tor nadajnika (rys. 10).

Sygnał SSB z wyjścia I pośr. cz. (rys. 4) jest doprowadzany do symetrycznego, podwójnie zrównoważonego, mieszacza z tranzystorami T1 i T2 (2 × BF197).

Cewki L6 i L7 stanowią układ wejściowy zestrojony na częstotliwości 9 MHz (cewka L7 jest nawinięta na cewce bifilarnej L6). Przełączane zespoły cewek L8 (nawinięcie bifilarne) i L9 są sprzężone ponadkrytycznie, tworząc filtry pasmowe dla poszczególnych zakresów.

Przy dobranych egzemplarzach tranzystorów i zachowaniu symetrii, mieszacz wykazuje dobre własności dynamiczne, znaczne ograniczenie niepożądanych produktów przemiany oraz minimalny wpływ sygnału SSB na modulację częstotliwości VFO.

Mieszacz z przełączanym zespołem cewek bifilarnych L8 oraz zespół cewek L9 są zmontowane na oddzielnych płytkach drukowanych, których sposób wykonania przedstawiono na rys. 11 i 12.

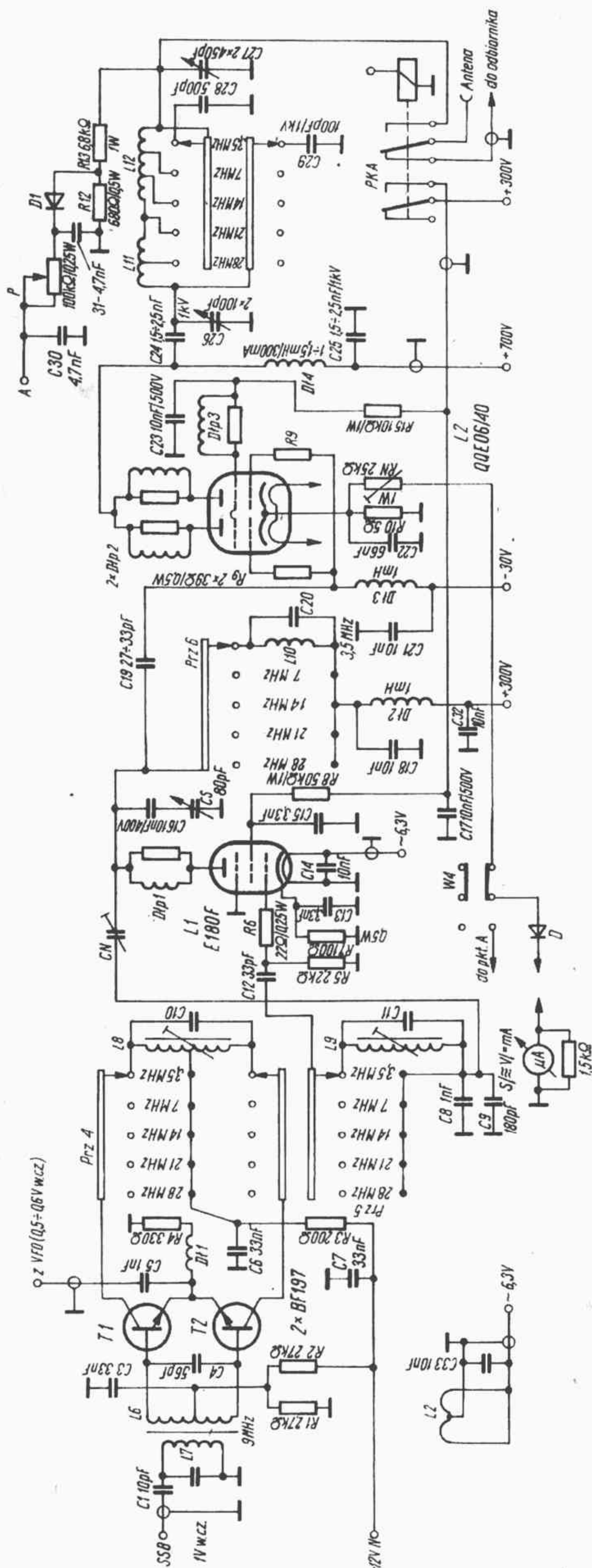
Ponadkrytyczne sprzężenie cewek filtru osiąga się przez odpowiednie wzajemne usytuowanie płytek w zespole w.cz. transceivera.

W zależności od częstotliwości VFO otrzymujemy w obwodach filtrów pasmowych przesunięty w widmie częstotliwości sygnał roboczy SSB dla poszczególnych zakresów KF (3,5...28 MHz).

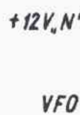
Dalsza droga sygnału to konwencjonalne jego wzmocnienie we wzmacniaczach lampowych. Początkowo w napędzającym (driver – klasa A) z lampą L1-E180F, a następnie w końcowym z lampą L2 – QQE06/40, pracującym w klasie AB_2. Wzmacniacz końcowy ma anodowy obwód wyjściowy wykonany w postaci filtru dolnoprzepustowego typu π, umożliwiający łatwe dopasowanie do dowolnych anten lub niesymetrycznych linii zasilających o impedancji wejściowej 50...600 Ω.

Wzmacniacz napędzający wykazuje pewne tendencje do samowzbudzania (duże nachylenie lampy E180F – 16,5 mA/V), przeto wymaga neutralizacji (CN). Stopień końcowy nie wymaga neutralizacji; przy napięciu siatki sterującej –30 V lampa QQE06/40 pracuje stabilnie.

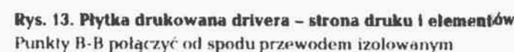
Wzmacniacz napędzający wraz z zespołem cewek L10 jest zmontowany na płytce drukowanej (rys. 13), natomiast przełącznik Prz6 ma własną płytkę drukowaną (rys. 14) wchodzącą w skład zespołu w.cz. transceivera.



Rys. 10. Schemat mieszacza, drivera i wzmacniacza mocy nadajnika
Dioda D umieszczona na płytce odbiornika
Dłp1 – 6 zw. drutu Ø 0,5 mm Cu na rezystorze 39 Ω/0,5 W
Dłp2 – 6 zw. drutu Ø 1 mm Cu na rezystorze 39 Ω/2 W
Dłp3 – 6 zw. drutu Ø 0,6 mm na rezystorze 39 Ω/1 W
Dł1 – 3 sekcje po 15 zwojów drutu Ø 0,1 mm CuEJ na rdzeniu ferrytowym z dławika pośr.cz. odbiornika TV Libra.
Wszystkie rezystory, jeśli nie oznaczono inaczej, 0,25 lub 0,5 W
D1 – dowolna dioda złączenia



Rys. 11. Płytka drukowana mieszacza nadajnika (strona druku)
x – wyprowadzenie środka bifilarnej cewki L6; y – wyprowadzenia środków bifilarnych cewek L8. Mostki wykonać od strony elementów



Rys. 13. Płytka drukowana drivera – strona druku i elementów
Punkty B-B połączyć od spodu przewodem izolowanym



Rys. 14. Płytka drukowana przełącznika cewek drivera (strona druku i elementów)

Rys. 15. Schemat VFO
Dł1 – cewka komórkowa 200 µH na rezystorze 20 kΩ/0,5 W
D1 – dioda waraktorowa BB105G (niebieska kropka)
Dł2 – dławik 100 µH z toru pośr.cz. odbiornika TV Libra



Rys. 12. Płytka drukowana cewek L9 mieszacza nadajnika (strona druku)



Rys. 16. Płytka drukowana VFO (strona druku)

Rys. 17. Schemat układu VOX (strona druku)
WM – wyłącznik na obudowie mikrofonu. D1 i D2 – diody AAP153 lub podobne

Rys. 18. Płytka drukowana układu VOX (strona druku)

Generator pasmowy VFO (rys. 15) zestawiono w oryginalnym układzie stosowanym w transceiverze „Swan-350".

Dwa tranzystory typu BF520VI pracują jako: T1 – oscylator Colpitts'a w układzie wspólnej bazy z przełączanymi obwodami strojonymi (L13, C, C1) oraz T2 – stopień izolujący w układzie wtórnika emiterowego. Dzięki dobremu skompensowaniu termicznemu tranzystorów generator wyróżnia się dużą stabilnością drgań.

Zakres wytwarzanych przez VFO częstotliwości dla poszczególnych pasm amatorskich, przy zastosowaniu filtru kwarcowego 9 MHz wynosi:

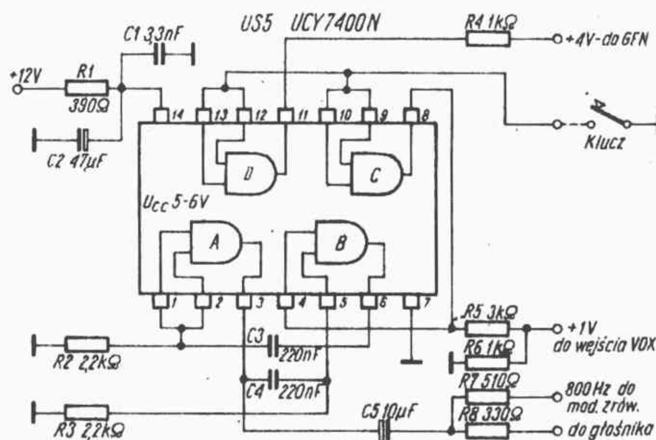
3,5 MHz – 12,5...12,8 MHz (wstęga dolna)
7 MHz – 16,0...16,1 MHz (wstęga dolna)
14 MHz – 5,0...5,35 MHz (wstęga górna)
21 MHz – 12,0...12,45 MHz (wstęga górna)
28 MHz – 19,0...20,00 MHz (wstęga górna)

W warunkach formowania sygnału SSB filtrem 5,2 MHz (ma to miejsce w transceiverze „Swan-350") uzyskuje się na wyjściu VFO (obciążonym rezystorem 1 kΩ) wyrównane napięcie w.cz. 0,45...0,6 V dla wszystkich zakresów. Przy użyciu filtru 9 MHz w zakresie 14 MHz napięcie wyjściowe znacznie wzrasta dochodząc do 1,1 V (duże Q obwodu oraz mała częstotliwość generacji w stosunku do pozostałych zakresów), co nie zapewnia prawidłowej przemiany w tym zakresie, zarówno w torze odbiornika, jak i nadajnika. Zmniejszenie napięcia wyjściowego do poziomu 0,5 V w zakresie 14 MHz spowodowano zmianą polaryzacji bazy tranzystora T2, wykorzystując drugą sekcję zestyków przełącznika Prz3 (równoległe dołączenie rezystora R7 do rezystora R6). Sekcja ta umożliwia również zwieranie „niewygodnej" cewki podczas pracy na pozostałych zakresach.

VFO jest wyposażone w RIT włączony na stałe, traktowany jako precyzer. Zastosowana tu dioda waraktorowa typu BB105G (z niebieską kropką) polaryzowana jest stabilizowanym napięciem zasilania VFO za pomocą potencjometru P5 (10 kΩ).

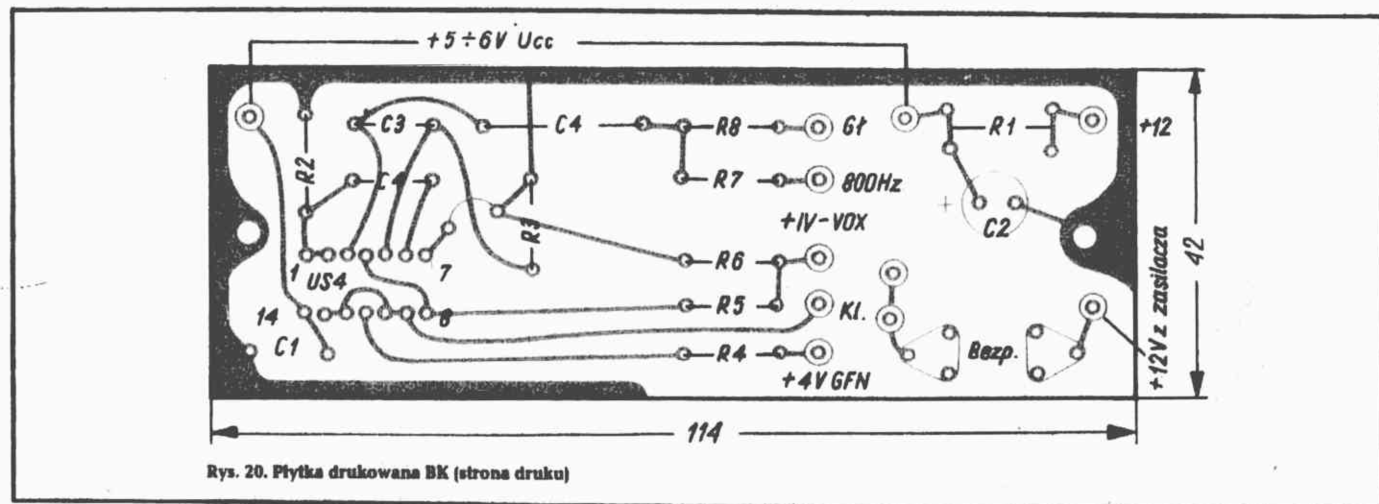
Sposób wykonania drukowanej płytki VFO przedstawiono na rysunku 16.

VOX (rys. 17) wykonano według oryginalnego układu stosowanego w japońskim nadajniku TX599 [1]. Z wyjścia wzmacniacza układu VOX (rys. 8) sygnał m.cz. jest doprowadzany do dynamicznego przełącznika wartości progowej, zestawionego z tranzystorów T1 (BC147) i T2 (BC177). Dioda D1 obcina ujemne szczyty sygnału m.cz.

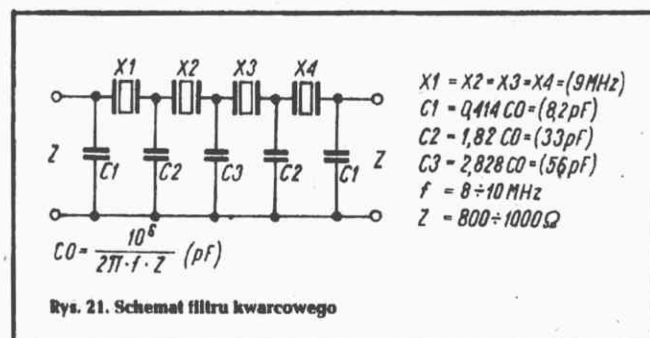


Rys. 19. Schemat układu BK

Tranzystor T1 pracuje bez polaryzacji bazy, a więc tylko dodatnie szczyty przebiegu przekraczające poziom 0,7 V powodują przepływ prądu kolektora. Przy bardzo małej rezystancji wyjściowej tranzystorów T1 i T2 następuje szybkie (milisekundy) rozładowywanie się kondensatora C11 (10 μF) powodując natychmiastowe zadziałanie przerzutnika Schmitta (T3 i T4) i odblokowanie tranzystora T5 (BC313), w kolektorze którego znajdują się szeregowo połączone uzwojenia przekaźników „odbiór-nadawanie". Transceiver zostaje przełączony na nadawanie, a stan ten trwa przez okres mówienia do mikrofonu. Przerwa w mowie, przekraczająca stałą czasową układu, powoduje szybkie naładowanie się kondensatora C11, powodując powrót układu do stanu początkowego. Stała czasowa może być zmieniana w granicach od kilkudziesięciu milisekund do około 1 sekundy rezystorem nastawnym RN. Układ działa bardzo sprawnie.



Rys. 20. Płytka drukowana BK (strona druku)



Rys. 21. Schemat filtru kwarcowego

Sposób wykonania płytki drukowanej układu VOX przedstawiono na rys. 18.

Układ BK (rys. 19) umożliwia pracę telegraficzną bez dokonywania przełączeń przez operatora, podsłuch nadawanych sygnałów CW oraz sterowanie nadajnika tonem ciągłym przy strojeniu.

Urządzenie opracował SP5QU [3]. Zastosowano w nim cyfrowy układ scalony UCY7400N zawierający w swej strukturze czterokrotną dwuwejściową bramkę NIE-I.

Naciśnięcie klucza telegraficznego powoduje stan logiczny „0" na połączonych razem wejściach bramek C i D; następuje zmiana stanu „0" na „1" na ich wyjściach. Pojawia się na nich dodatnie napięcie 3,5...4 V względem masy (obciążalność do około 6 mA) przy czym:

- z wyjścia bramki D napięcie zostaje doprowadzone do bazy tranzystora pośredniczącego T3 (rys. 8) powodując natychmiastowe uruchomienie GFN (napięcie kluczujące);
- z wyjścia bramki C napięcie zostaje doprowadzone do wejścia układu VOX – rys. 16 (przez dzielnik R5, R6), powodując natychmiastowe przełączenie transceivera z odbioru na nadawanie, oraz do generatora akustycznego (monitor podsłuchu).

Generator akustyczny jest multiwibratorem złożonym z bramek A i B sprzężonych kondensatorami C2 i C3 o pojemności 0,22 μF. Wytwarza on sygnał akustyczny około 800 Hz tylko przy stanie „1" na wejściu bramki B. Sygnał jest doprowadzany do głośnika (podsłuch) lub do modulatora zrównoważonego (strojenie); w rozwidleniu zastosowano rezystory redukcyjne R7 i R8.
Widok płytki drukowanej układu BK przedstawiono na rys. 20.

Filtr kwarcowy. Trudności w nabyciu filtru krajowej produkcji (np. PP-9-A2-2R) skłoniły autora do wykonania go we własnym zakresie. Wykorzystano konstrukcję wg opisu zamieszczonego w poz. [4] wykazu literatury, dotyczącego budowy 4-kwarcowego filtru drabinkowego, którego schemat ilustruje rysunek 21.

Według autora opisu (OK1XM), przy szerokości pasma przepustowego 2,5 kHz (na poziomie –6 dB) i częstotliwości rezonatorów kwarcowych 8...10 MHz, impedancja zamknięcia filtru „Z" może się zawierać w granicach 800 do 1000 Ω. Przyjmując wartość Z obliczamy pojemność pośrednią Co, z której wyliczane zostają pojemności kondensatorów C1, C2 i C3 (zależności podano na rysunku), z zaokrągleniem wyniku do najbliższej wartości w typoszeregu.

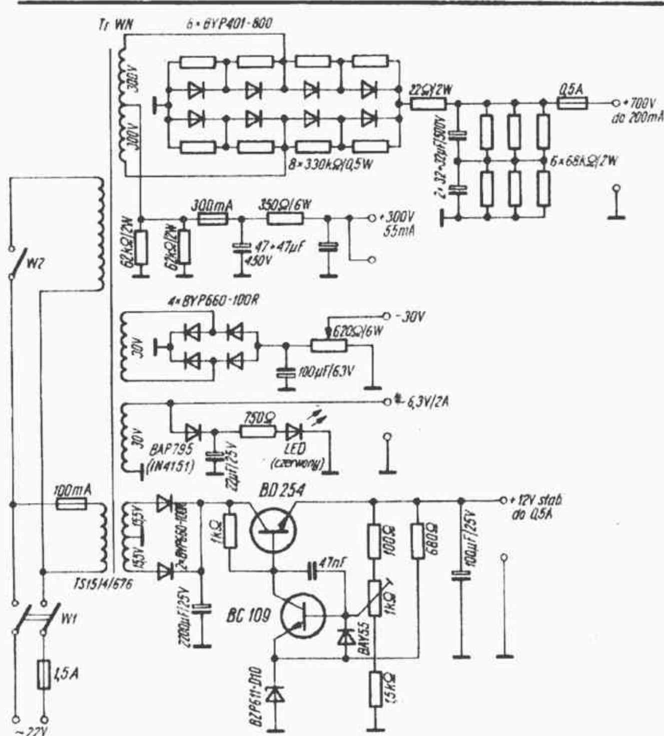
Przy tolerancji pojemności kondensatorów nie większej niż 10% i niewielkich różnicach częstotliwości rezonatorów kwarcowych, charakterystyka filtru jest symetryczna, tłumienie w pasmie przepustowym nie przekracza 3...4 dB, a szerokość pasma przepustowego odniesiona do poziomu –45 dB wynosi 5...6 kHz.

Filtr zestawiono z rezonatorów kwarcowych 9 MHz w miniaturowych oprawkach typu HC. Rezonatory i kondensatory zmontowane są na płytce drukowanej o wymiarach 23 × 46 mm, zakrytej od strony elementów ekranującą obudową wykonaną z blachy miedzianej o grubości 0,5 mm.

Jakość sygnału SSB zależy w znacznym stopniu od umieszczenia częstotliwości fali nośnej na zboczu charakterystyki filtru. W generatorze fali nośnej (rys. 8) zastosowano rezonator kwarcowy o częstotliwości 8998,750 kHz. Częstotliwość ta – skorygowana trymerem C37 – umożliwia osiągnięcie prawidłowo uformowanego sygnału SSB, jednak w warunkach pracy emisją A1 moc nadajnika oddawana do anteny spada prawie o połowę nawet przy wyłączonym elektronicznie (dioda D1) trymerze C37.

Zwiększenie częstotliwości rezonatora pilotującego może poprawić moc wyjściową nadajnika w warunkach pracy emisją A1, jednak chąc uzyskać pełną moc na telegrafii należy GFN wyposażyć w drugi rezonator pilotujący o częstotliwości 9 MHz (środkowa częstotliwość filtru) przełączany elektronicznie diodami. Najpraktyczniej jednak jest zastosować w urządzeniu filtr wykonany fabrycznie z kompletem rezonatorów pilotujących.

Zasilacz składa się z czterech konwencjonalnych zespołów prostowniczych, których układ elektryczny przedstawiono na rysunku 22.
Transformator Tr WN jest nawinięty na rdzeniu E100 o grubości pakietu 46 mm (8 kg).
Uzwojenie sieciowe 220 V ~ (880 zwojów nawiniętych drutem Ø 0,5 mm CuE).
Uzwojenie anodowe 2 × 280 V ~ (2 × 1000 zwojów nawiniętych drutem Ø 0,3 mm CuE); wyprowadzony środek umożliwia uzyskanie napięcia 300 V zasilającego siatki ekranujące L1 i L2 oraz anodę drivera (L1).
Uzwojenie 30 V ~ (130 zwojów nawiniętych drutem Ø 0,2 mm CuE) przeznaczone dla prostownika ujemnego napięcia siatki sterującej lampy L2.
Uzwojenie 6,3 V/2,5 A ~, żarzenie lamp L1 i L2 (20 zwojów nawiniętych drutem Ø 1,2 mm CuE) służące jednocześnie do zasilania układu sygnalizującego włączenie transformatora do sieci.
Transformator TS15/4/676 jest typowy (220 V/2 × 15,5 V/0,5 A). Współpracuje on z stabilizowanym układem prostowniczym zasilającym napięciem 12 V wszystkie człony transceivera zawierające elementy półprzewodnikowe.



Rys. 22. Schemat zasilaczy

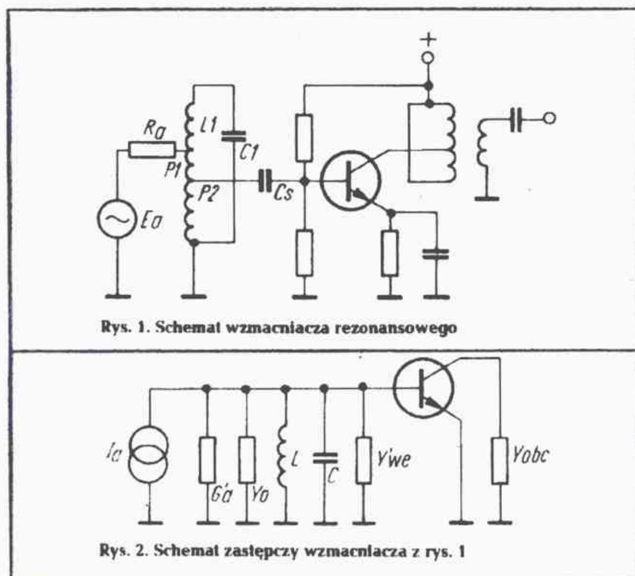
Wyodrębnienie układu zasilania stopnia napędzającego i końcowego umożliwia wyłączanie ich w przypadku pozostawiania jedynie na nasłuchu. Częściowe lub całkowite włączenie zasilacza do pracy umożliwiają wyłączniki W1 i W2; sygnalizuje to żarówka podświetlająca skalę S-metra (włączony odbiornik) i dioda elektroluminescencyjna (włączony nadajnik).

(Cd. w następnym nrze)

OPTYMALIZACJA WSPÓŁCZYNNIKA SZUMÓW TRANZYSTOROWEGO WZMACNIACZA W.CZ.

WŁODZIMIERZ JAŻDŻYK-SP4HHX

W działalności krótkofalarskiej (i nie tylko) spotykamy się często z problemem, jak zestroić wzmacniacz, aby uzyskać możliwie najmniejszy współczynnik szumu. Praktycznie wszystkie wzmacniacze w.cz. można zestroić tak, aby współczynnik szumu był zbliżony do wartości charakterystycznej każdego tranzystora, podawanej w katalogach.
Zajmiemy się analizą typowego wzmacniacza rezonansowego przedstawionego na rys. 1, którego układ można przedstawić w postaci schematu zastępczego (rys. 2).



Rys. 1. Schemat wzmacniacza rezonansowego

Rys. 2. Schemat zastępczy wzmacniacza z rys. 1

Poszczególne wielkości ze schematu zastępczego:

$$I_a = \frac{E_a}{R_a}$$

przy czym:
I_a – źródło sygnału, najczęściej antena,
R_a – oporność wewnętrzna źródła.

Wszystkie wielkości na schemacie zastępczym są przetransformowane do zacisków wejściowych obwodu, tak więc:

$$G_a' = p_1^2 \frac{1}{R_a} \qquad Y_{we}' = p_2^2 Y_o$$

gdzie:
Y_{we} – admitancja wejściowa tranzystora,
Y_o – admitancja obwodu rezonansowego,
p_1, p_2 – przekładnie obwodu, nazywane dalej współczynnikami sprzężenia.
Można by teraz przytoczyć obszerną, lecz niezbyt skomplikowaną analizę układu zastępczego z punktu widzenia wzmocnienia napięciowego, wzmocnienia mocy oraz współczynnika szumów. Bliżej zainteresowanych odsyłam do literatury wymienionej w poz. [1] i [2]. Ograniczę się tylko do podania wniosków.
Z rysunku 1 wynika, że maksymalne wzmocnienie napięciowe uzyskamy przy $p_1 = 1$ i $p_2 = 1$. Ze względu na wzmocnienie mocy istnieją pewne optymalne wielkości p_{1opt} i p_{2opt}, dla których wzmocnienie mocy osiąga wartość maksymalną.

Można wykazać [2], że dla częstotliwości pracy wzmacniacza porównywalnej z częstotliwością graniczną tranzystora, optymalną wielkością p_2 ze względu na minimalny współczynnik szumu, który dalej oznaczać będziemy literą F, jest 1, czyli tranzystor jest dołączony wprost do zacisków wejściowych układu. Ponieważ istotny tu jest problem osiągnięcia minimalnej wartości współczynnika F, w dalszych rozważaniach przyjmować będziemy $p_2 = 1$.
Oznaczmy przez K_p wzmocnienie mocy. Aby osiągnąć wartość maksymalną K_p (przy $p_2 = 1$), $p_1 = p_{1opt}$ [2]:

$$p_{1\,opt} = \sqrt{\frac{G_a + G_{we}}{G_a}}$$

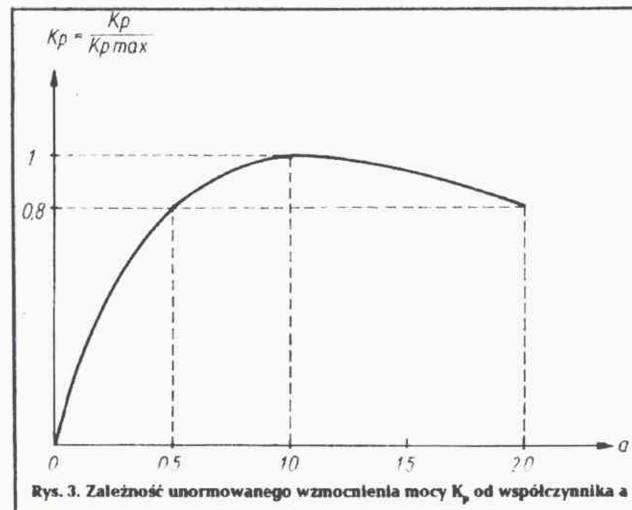
przy czym:
p_{1opt} – współczynnik sprzężenia z anteną, dla którego K_p osiąga wartość maksymalną.
Wprowadźmy współczynnik *a*:

$$a = \frac{p_1}{p_{1\,opt}}$$

Zależność unormowanego do wartości maksymalnej wzmocnienia mocy od *a* przedstawiona jest na rys. 3 [3].

$$\frac{K_p}{K_{p\,max}} = \frac{2a}{1+a^2}$$

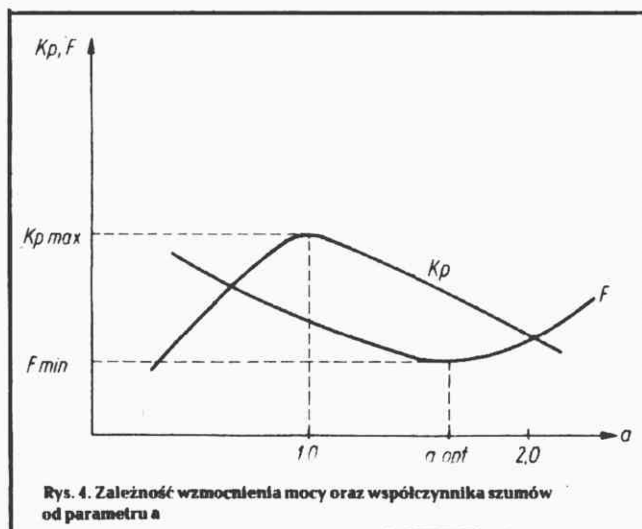
Widać, że wielkością optymalną ze względu na wzmocnienie mocy jest $a = 1$. Zwróćmy uwagę, iż dla współczynnika *a* zmieniającego się od 0,5 do 2,0 wzmocnienie mocy zmienia się



Rys. 3. Zależność unormowanego wzmocnienia mocy K_p od współczynnika a

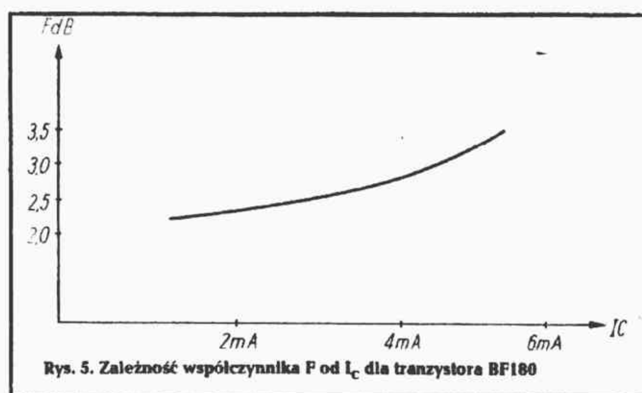
o 20%, co jest wielkością w praktyce niezauważalną. Zatem, gdyby istniała konieczność, aby z pewnych względów pracować przy innych wartościach współczynnika *a* niż 1, śmiało można wybierać wartości z przedziału 0,5...2,0. Okazuje się, że z pewnych względów musimy wybierać współczynnik $a \neq 1$. Małe współczynniki *a* (0,5...1,0) stosuje się dla wyeliminowania wpływu anteny na obwód wejściowy. Wykorzystuje się to w urządzeniach, w których jest wymagana duża selektywność obwodów wejściowych. Natomiast w pozycji [2] wykazu litera-

tury wykazano, że aby uzyskać minimalną wartość współczynnika szumów należy pracować w obszarze silnych sprzężeń, przyjmując współczynnik a = 1,5...2,0.
Podsumowując: istnieje pewne optymalne sprzężenie anteny z obwodem, dla którego osiągany jest minimalny współczynnik szumu wzmacniacza, a jednocześnie nie traci się wiele na wzmocnieniu mocy. Zależność wzmocnienia mocy oraz współczynnika szumów od parametru a ilustruje rys. 4.



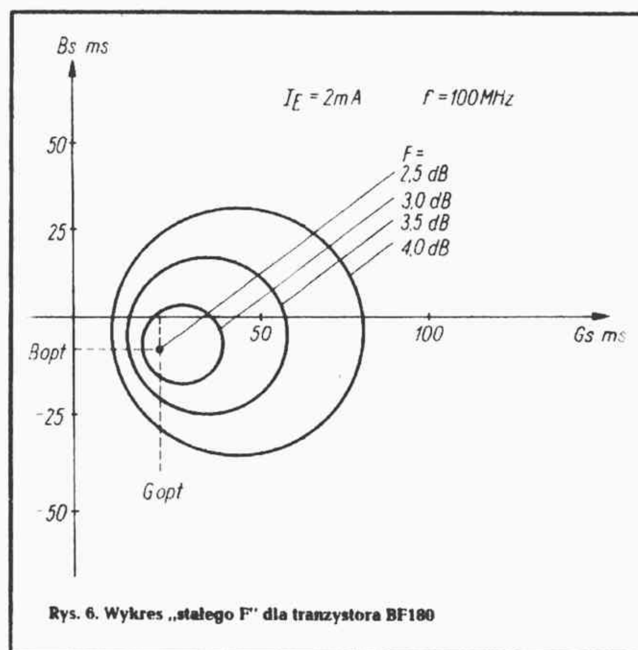
Rys. 4. Zależność wzmocnienia mocy oraz współczynnika szumów od parametru a

W pozycjach [1], [2] wykazu literatury podane są zależności analityczne, za pomocą których można obliczyć współczynnik szumów tranzystora. Do obliczenia potrzebna jest znajomość kilku parametrów charakterystycznych dla danego typu oraz egzemplarza tranzystora. Wyznaczenie tych parametrów nie jest możliwe w warunkach amatorskich; dla amatorów wystarczą dane zamieszczone w katalogach. W bardziej szczegółowych katalogach zamieszczone są zależności współczynnika szumów od prądu kolektora oraz wykresy stałego współczynnika F. Na rysunkach 5 i 6 przedstawiono te zależności dla tranzystora BF180.
Maksymalne wzmocnienie mocy osiąga się po spełnieniu warunku dopasowania energetycznego. Dołączone do wejścia tranzystora elementy reprezentują sobą admitancję wypadkową $Y = G+jB$, zaś admitancja wejściowa tranzystora wynosi $Y_{we} = G_{we}+jB_{we}$. Warunek dopasowania energetycznego jest następujący: $G = G_{we}$; $B = -B_{we}$



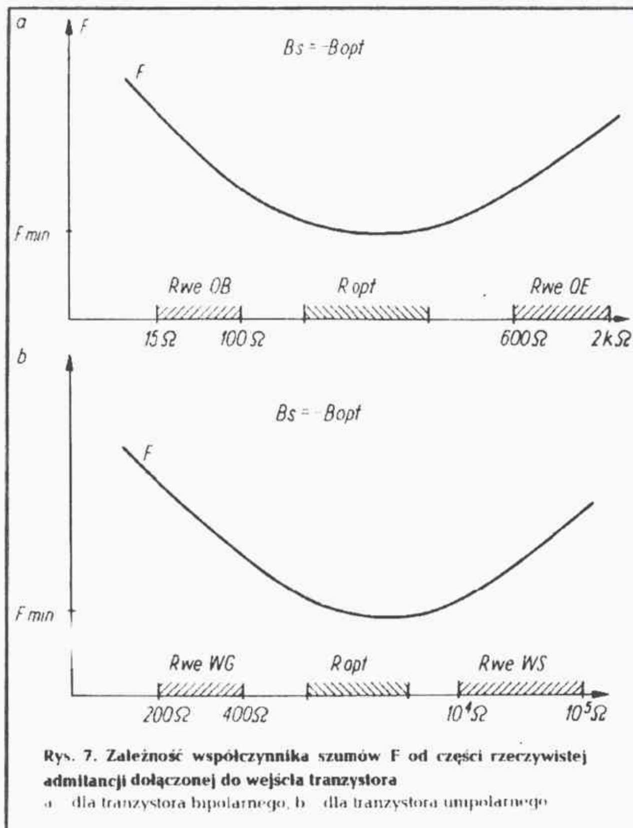
Rys. 5. Zależność współczynnika F od I_C dla tranzystora BF180

Warunek ten możemy spełnić dobierając odpowiednio współczynniki p_1 i p_2 oraz zmieniając jeden z elementów obwodu rezonansowego L lub C.
Jak przedstawiono wyżej, punkt dla którego osiągane jest maksymalne wzmocnienie mocy, nie pokrywa się z punktem minimalnej wartości współczynnika F (rys. 4), gdyż osiągnięcie minimum współczynnika F wymaga, aby do wejścia tranzystora była dołączona określona admitancja. Admitancja ta nie zależy od układu pracy tranzystora (ogólny emiter OE lub też ogólna baza OB). Wartość jej można określić ze szczegółowego katalogu. Zamieszczane są tam wykresy stałego współczynnika F (rys. 6). Wartości G_s i B_s są składowymi admitancji dołączonej do wejścia tranzystora. W zależności od wartości G_s i B_s można określić, jaki współczynnik F uzyska się w danym układzie wzmacniacza. Wartości G_s i B_s są potrzebne tylko na etapie projektu, w praktyce wystarczy znajomość zależności współczynnika F od G_s i B_s.



Rys. 6. Wykres „stałego F" dla tranzystora BF180

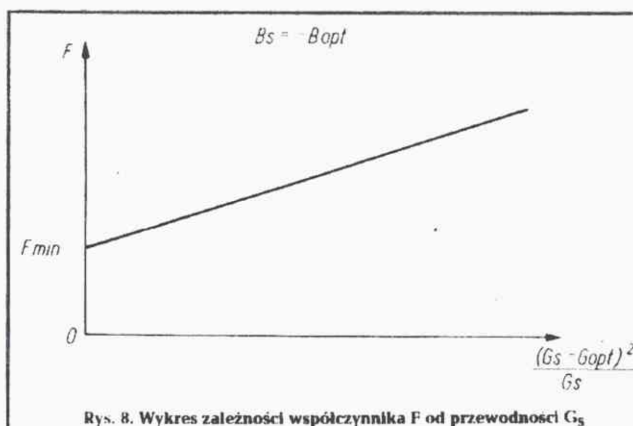
Warunek dopasowania energetycznego jest następujący: $G_s = G_{opt}$; $B_s = -B_{opt}$. Spełnienie tego warunku oznacza, iż w danym układzie wzmacniacza, z danym typem tranzystora uzyskuje się współczynnik F_{min}, który jest określony przez optymalną admitancję szumową: $Y_{opt} = G_{opt}+jB_{opt}$. Admitancję tę można odczytać z wykresu stałego współczynnika F.
We wzmacniaczach tranzystorowych mamy zatem do czynienia z dwoma rodzajami admitancji. Pierwszą z nich jest admitancja szumowa Y_{opt}. Jeżeli do zacisków wejściowych dołączymy admitancję, która spełnia warunek dopasowania szumowego, to uzyskamy współczynnik szumów tranzystora $F = F_{min}$. Admitancja Y_{opt} nie zależy od układu pracy tranzystora.
Drugą z nich jest admitancja wejściowa tranzystora Y_{we}, która zależy od układu pracy tranzystora.
Jeżeli do zacisków wejściowych dołączymy admitancję, która spełnia warunek dopasowania energetycznego, to w danym wzmacniaczu uzyskamy wzmocnienie mocy $K_p = K_{p\,max}$. Dla tranzystorów wielkości obu admitancji nie są sobie równe.
Opór wejściowy tranzystora bipolarnego w układzie z ogólnym emiterem WE zawiera się w przedziale od 600 do 2000 Ω, w układzie z ogólną bazą WB od 15 do 100 Ω. Dla tranzystorów unipolarnych opór wejściowy w układzie z ogólnym źródłem WS – 10...100 kΩ, w układzie z ogólną bramką WG – 200...400 Ω. Rozrzut wartości tych oporów przedstawiono na rys. 7a,b. Na rysunkach przedstawiono składowe rzeczywiste optymalnych impedanacji szumowych $R_{s\,opt}$ tranzystorów bipolarnych i unipolarnych. Takie rozmieszczenie oporów ($R_{s\,opt}$ położone są między przedziałami odpowiadającymi oporom wejściowym) sugeruje, aby znaleźć taki układ pracy tranzystora, w którym jego opór wejściowy pokrywałby się z $R_{s\,opt}$. Wów-



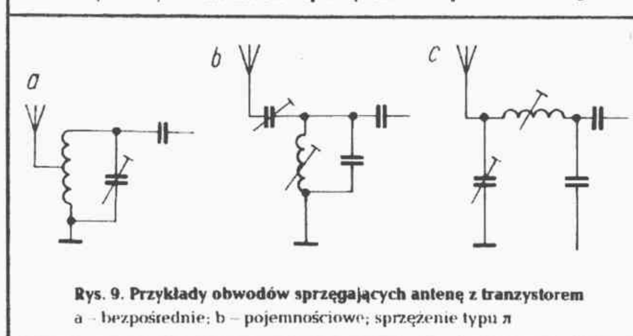
Rys. 7. Zależność współczynnika szumów F od części rzeczywistej admitancji dołączonej do wejścia tranzystora
a – dla tranzystora bipolarnego, b – dla tranzystora unipolarnego

czas w danym wzmacniaczu uzyska się jednocześnie $F = F_{min}$ oraz $K_p = K_{pmax}$. Istnieją takie układy pracy tranzystora, tzw. układy o konfiguracji pośredniej, które zapewniają jednoczesne optymalne spełnienie warunków na F i K_p.

Obwód wejściowy musi zapewnić możliwość dopasowania szumowego. Warunek $B_s = -B_{opt}$ osiąga się przez strojoną indukcyjność lub pojemność w obwodzie rezonansowym. Warunek $G_s = G_{opt}$ zapewnia się przez zmianę sprzężenia obwodu z anteną. Na rysunku 8 przedstawiono zależności F od przewodności G_s przyłączonej do wejścia tranzystora.



Rys. 8. Wykres zależności współczynnika F od przewodności G_s



Rys. 9. Przykłady obwodów sprzęgających antenę z tranzystorem
a – bezpośrednie; b – pojemnościowe; sprzężenie typu π

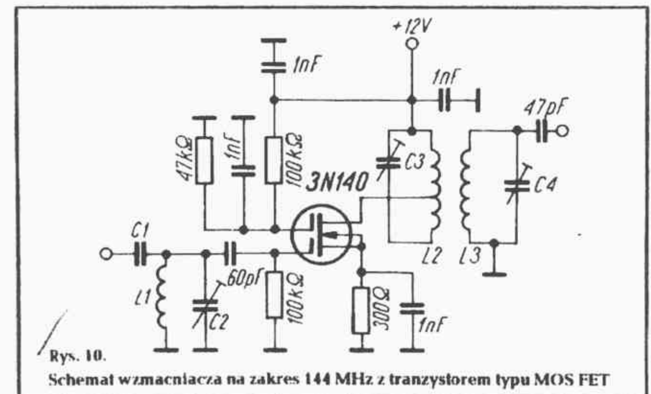
Przykładowe rozwiązanie układów sprzęgających przedstawiono na rys. 9. Najwygodniejsze w praktyce są obwody przedstawione na rys. 9b i 9c z tego względu, że sprzężenie z anteną można zmieniać w sposób płynny, co umożliwia dokładniejsze zestrojenie się do F_{min} w celu uzyskania minimalnej wartości współczynnika F.

Przykłady wzmacniaczy

● **Wzmacniacz na pasmo 144 MHz z tranzystorem unipolarnym 3N140 (rys. 10)**

Dane elementów

L_1 – 8 zw., Ø 7 mm, CuAg 0,8 mm, długość nawinięcia 10 mm
L_2, L_3 – 6 zw., Ø 7 mm, CuAg 0,8 mm, odczep na 2/3 od „gorącego końca" L_2
C1 – 5...20 pF
C2, C3, C4 – 5...30 pF   Współczynnik szumów F – 2,5 dB

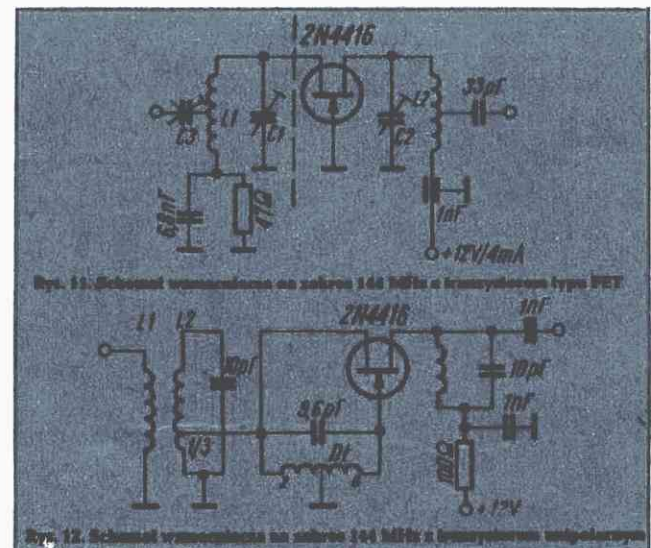


Rys. 10. Schemat wzmacniacza na zakres 144 MHz z tranzystorem typu MOS FET

● **Wzmacniacz na pasmo 144 MHz z tranzystorem unipolarnym 2N4416 (pracuje w urządzeniach stacji SP2PZH) – rys. 11**

Dane elementów

L_1, L_2 – 5 zw., CuAg 1,2 mm, Ø 7 mm, długość nawinięcia 12 mm,
C1, C2 – 5...20 pF   Współczynnik szumów F – 2 dB
C3 – 5...15 pF   Wzmocnienie mocy K_p – 9 dB.



● **Wzmacniacz o konfiguracji pośredniej na pasmo 144 MHz z tranzystorem unipolarnym 2N4416 (rys. 12)**

Dane elementów

L_1 – 2 zw., CuAg 1 mm, Ø 7 mm, na L_2
L_2 – 8 zw., CuAg 1 mm, Ø 7 mm, długość nawinięcia 12 mm odczep 1/3 od masy
Dł – 10 zw., CuAg 1 mm, Ø 5 mm, długość nawinięcia 15 mm, odczep na 8 zwoju od bramki.
K_p – 12 dB, F – 2,0 dB.

(Cd. na str. 46)

KRÓTKOFALOWIEC polski

ORGAN ZARZĄDU GŁÓWNEGO PZK
NR 2 (237) LUTY 1980 ROK

POLSKI ZWIĄZEK KRÓTKOFALOWCÓW
CZŁONEK MIĘDZYNARODOWEJ UNII RADIOAMATORSKIEJ (IARU)
Skrytka pocztowa 320, 00-950 Warszawa. Tel. 26-73-73

50 LAT POLSKIEGO ZWIĄZKU KRÓTKOFALOWCÓW

Wkrótce będziemy obchodzić jubileusz 50-lecia Polskiego Związku Krótkofalowców. Rocznica ta skłania nie tylko do refleksji i wspomnień, ale również jest okazją do przypomnienia doniosłej roli, jaką w rozwoju polskiego ruchu krótkofalarskiego spełnił Polski Związek Krótkofalowców.

Wprawdzie już w początkach lat dwudziestych bieżącego stulecia odnotowano pierwsze, bardzo nieporadne jeszcze próby skonstruowania amatorskiego urządzenia nadawczego, pracującego przeważnie na falach średnich, rzeczywiste jednak początki krótkofalarstwa polskiego przypadają na jesień 1925 roku. Nie były one łatwe.

Wśród rozlicznych trudności, na jakie napotykało krótkofalarstwo polskie w swym rozwoju, wysuwała się na czoło niedoskonałość ówczesnych aktów prawnych regulujących sprawę wydawania amatorskich licencji. Wynikająca z nich nieznajomość problematyki krótkofalarskiej powodowała, że uzyskanie licencji nadawczej przez przeciętnego krótkofalowca było niezmiernie trudne. Stan ten powodował, że większość polskich nadawców tego okresu korzystała ze swoich urządzeń bez wymaganego zezwolenia, posługując się znakiem narodowościowym TP, w parę lat później e-TP, zaś od 1929 r. prefiksem SP3. Tylko bardzo jeszcze nieliczne stacje mogły posługiwać się znakiem SP1, przyznawanym w ramach licencji przez władze państwowe.

Na poczynania pierwszej grupki polskich krótkofalowców patrzyły ówczesne władze z przymrużeniem oka, chociaż dochodziło niekiedy do konfiskaty posiadanego sprzętu. Sytuacja taka nie stwarzała właściwych podstaw do rozwoju rodzimego krótkofalarstwa i wymagała szybkiego uregulowania oraz nowelizacji przepisów prawnych dotyczących spraw związanych z wydawaniem licencji amatorskich. Z jednej bowiem strony u schyłku 1928 roku liczba nie licencjonowanych stacji w Polsce przekroczyła już cyfrę 100, z drugiej zaś strony uchwały konferencji waszyngtońskiej, której sygnatariuszem była również Polska, po raz pierwszy uznały oficjalnie krótkofalarstwo i określiły ramy radiokomunikacji amatorskiej. Powstał więc pewien impas, niezbyt łatwy do przezwyciężenia.

Uchwały konferencji waszyngtońskiej z 1927 r., będącej prekursorem współczesnych światowych konferencji administracyjno-radiowych (WARC) wchodziły w życie z dniem 1 stycznia 1929 r. i obligowały władze do uregulowania stanu prawnego rodzimego krótkofalarstwa, które wykazywało już znaczną dynamikę rozwojową. Na przeszkodzie w realizacji tych zamierzeń stał fakt, że nie mieliśmy jeszcze ogólnopolskiej organizacji krótkofalarskiej, zaś ówczesne władze do ewentualnych negocjacji w zakresie uregulowania strony prawnej chciały widzieć partnera w osobie prawnej stowarzyszenia reprezentującego ogół krótkofalarstwa polskiego.

Staraniem Instytutu Radiotechnicznego odbył się w połowie czerwca 1929 r. zjazd delegatów kilku klubów krótkofalarskich. Na zjeździe tym, jakkolwiek nie miał on jeszcze charakteru oficjalnego, omawiany był już konkretny projekt utworzenia Polskiego Związku Krótkofalowców. W blisko rok później, a mianowicie w dniach 22–24 lutego 1930 r. odbyło się w Warszawie pierwsze konstytucyjne walne zgromadzenie PZK, na którym było obecnych 150 delegatów reprezentujących 352 głosy członków wszystkich istniejących wówczas klubów krótkofalarskich. Podczas obrad uchwalono statut PZK i wybrano pierwszy zarząd w składzie: prezes – prof. dr inż. J. Groszkowski, wiceprezes – inż. Siennicki, członkowie – prof. Sokolcow i Cichowicz, a ponadto po 2 delegatów z 5 klubów okręgowych. Kraj nasz podzielono na 5 okręgów z 5 autonomicznymi klubami, tyle ich bowiem wówczas było. Do uchwalonego statutu PZK wprowadzono później pewne poprawki i następne walne zgromadzenie PZK z dnia 15 marca 1931 r. przyjęło nowy statut jednogłośnie. W następnym roku, w grudniu 1932 r. PZK został przyjęty do IARU jako jedyny reprezentant naszego krótkofalarstwa.

Powołanie do życia Polskiego Związku Krótkofalowców ruszyło z miejsca sprawy naszego krótkofalarstwa. Wprawdzie już w 1929 r. Ministerstwo Poczt i Telegrafów wydało 5 pierwszych licencji (SP1AA, SP1AB, SP1AC, SP1AD i SP1AF), to jednak lata następne przynoszą widoczny wzrost wydanych licencji, który w 1939 r. przekroczył cyfrę 600. Biuro kart QSL przekazało na początku 1931 r. stutysięczną kartę QSL, a organ PZK „Krótkofalowiec Polski" informował swoich czytelników o całokształcie zagadnień związanych z rozwojem naszego krótkofalarstwa, a także publikował artykuły techniczne.

Przede wszystkim zaś nastąpiła tak oddawna oczekiwana przez ogół krótkofalowców polskich nowelizacja przepisów regulujących sprawę wydawania amatorskich licencji nadawczych. Rozporządzenie Ministerstwa Poczt i Telegrafów z dnia 16 września 1932 r. zmieniło lub zniosło szereg niekorzystnych dla rozwoju krótkofalarstwa przepisów ustawy radiowej z 1924 r. i stworzyło realne podstawy jego egzystencji.

Nie zaniedbany też został odcinek sportowy. Zostają zorganizowane pierwsze w historii naszego krótkofalarstwa zawody ogólnopolskie pn. „Maksimum QSO Dnia", a wkrótce pierwsze międzynarodowe zawody PZK będące zalążkiem współczesnych „SP DX Contest". PZK stopniowo staje się wzorową organizacją krótkofalarską, szanowaną przez stowarzyszenia krótkofalarskie innych krajów i cenioną przez setki tysięcy krótkofalowców całego świata. Skróty SP i PZK stają się coraz bardziej nierozerwalne. W początkach lat trzydziestych PZK służy pomocą i radą w tworzącej się dopiero ogólnokrajowej organizacji krótkofalowców rumuńskich.

Wybuch II wojny światowej przerwał działalność PZK. Po wyzwoleniu, jesienią 1946 r. dochodzi do pierwszego organizacyjnego zebrania 24 entuzjastów krótkofalarstwa, zamierzających reaktywować PZK. Wybrano zarząd organizacyjny, w skład którego weszli ex SP2RC jako prezes i ex SP1CM (dzisiejszy SP5CM – sekretarz ZG PZK) oraz ex SP1YX jako wiceprezesi. Pierwszy ogólnopolski zjazd delegatów zwołano 25 maja 1947 r., na którym wybrano zarząd w tym samym składzie.

Ponieważ uważał się on jednak w dalszym ciągu za komitet organizacyjny, dlatego też za pierwszy powojenny zarząd PZK należy uważać ten, który został wybrany na kolejnym II Walnym Zjeździe PZK w dniu 1 lutego 1948 r. Skład nowych władz naczelnych był następujący: prezes – inż. Żarnecki, wiceprezes A. Jegliński ex SP1CM i skarbnik J. Brodziak ex SP1QC. Sieć terenowa PZK składała się z 7 oddziałów w następujących miastach: Warszawa, Łódź, Kraków, Częstochowa, Katowice, Bydgoszcz i Poznań. Dokonany zostaje obowiązujący do dziś podział kraju na 9 okręgów (od SP1 do SP9). Już w roku 1949 ukazują się pierwsze licencje: SP1CM (ex SP1CM, dzisiejszy SP5CM) i SP5AB.

Krótkofalarstwo polskie wkroczyło więc na nową drogę pomyślnego rozwoju.

SP8HR

PRZED PIĘĆDZIESIĘCIU LATY

Krótkofalowiec Polski nr 2 z roku 1930 donosi:

■ Wielki dzień krótkofalarstwa polskiego! W dniach 22–24 lutego b.r. odbył się w Warszawie pierwszy Zjazd krótkofalowców polskich, zorganizowany przez Instytut Radiotechniczny w Warszawie. W dniu 22-go lutego w salach Instytutu Radiotechnicznego otworzył obrady Zjazdu p. prof. Sokolcow, przy obecności około 150 delegatów. W otwarciu Zjazdu wzięli udział: p. gener. Kwaśniewski jako reprezentant wojskowości, delegat Ministerstwa Poczt i Telegrafów, oraz delegaci zainteresowanych czynników państwowych.

Głównym celem i zadaniem Zjazdu było utworzenie jednego ogólnopolskiego związku krótkofalowców pod nazwą: Polski Związek Krótkofalowców (P.Z.K.). Prace w tym kierunku rozpoczęły się też bardzo intensywnie zaraz tegoż dnia popołudniu, gdzie wyłoniono komisje: statutową, mandatową i programową. Komisja mandatowa wkrótce podała do wiadomości, iż zweryfikowano pełnomocnitwa, ustalając ogólną ilość upoważnionych do głosowania na 352.

Najtrudniejsze były prace komisji statutowej, gdyż tu dopiero uwydatniały się zasadnicze różnice poglądów poszczególnych dotychczas istniejących organizacyj krótkofalowych, na wygląd przyszłego ogólnego związku krótkofalowców. W dotychczas opracowanym, jako projekt statucie, dominowała idea supremacji jednego z istniejących klubów, który przemieniwszy się w centralę, objąłby naczelne stanowisko w krótkofalarstwie polskim, podczas gdy inne kluby w ramach autonomicznego samorządu podlegałyby jednak istotnie jako oddziały regimowi jednego klubu, któryby objął rolę centrali. Przeciwko takiemu ujęciu sprawy wyłoniła się opozycja, w której szeregach stanęły obok siebie L.K.K., W.K.K., K.K.K., a w dużej mierze i P.K.R.N. Poznań i po długich debatach uzgodniono ostatecznie nowy projekt statutu, który różni się zasadniczo od pierwotnego, w istocie organizacji.

I tak utworzono jednolitą organizację krótkofalowców w Polsce, opierając się na podziale Polski na okręgi. Chwilowo utworzono 5 takich okręgów, a to: Warszawa, Lwów, Wilno, Poznań i Kraków. Każdy okręg jest jednostką administracyjną całkowicie samodzielną i jedynie luźnie związaną z centralą. W ten sposób wszystkie okręgi tworzą jednostki równorzędne, a zarządy tychże, nie są w najmniejszej mierze wzajemnie od siebie zależne, lecz jako równorzędne podlegają jedynie administracyjnie ponad niemi wszystkiemi stojącemu centralnemu Zarządowi P.Z.K. W ten sposób uniemożliwiono supremację jednego klubu nad innemi, sprowadzając wszystko do zupełnej równorzędności. Tak stworzono podstawy do zdrowej i korzystnej emulacji pomiędzy klubami okręgowemi, których żywotność leży teraz już jedynie w ich własnych rękach i których znaczenie indywidualne zależy jedynie od ich aktywności, a nie rozpłynie się w morzu ogólnej organizacji, któraby właśnie dawała pole do „dolce far niente". Gdyż tylko możność okazania indywidualnych rezultatów jest najlepszym bodźcem do wytężonej pracy, która sumując się da imponujący wynik ogólno-polski.

W ten sposób poprawiony statut, został prawie jednomyślnie przyjęty przez Walne Zgromadzenie i doniosłe zadanie zjednoczenia polskiego krótkofalarstwa zostało spełnione.
Z kolei wybrano Zarząd P.Z.K., w skład którego weszły jednostki dające pełną gwarancję, iż P.Z.K. będzie stał jedynie na stanowisku bezstronnego rozwoju polskiego krótkofalarstwa ku dobru państwa. W skład prezydium weszli: p. prof. Groszkowski jako prezes, p.inż. Siennicki jako zastępca oraz p. prof. Sokolcow i p. Cichowicz. Do Zarządu weszli oprócz tego delegaci z każdego okręgu w liczbie po dwu na okręg.

Komisja programowa opracowała całokształt przyszłych prac krótkofalarstwa, które oparły się o współpracę z wojskowością. Ze swej strony przedstawiciele tak wojskowości jak i innych czynników państwowych okazali pełne zrozumienie dla znaczenia krótkofalarstwa z punktu widzenia Państwa i obiecali daleko idące ułatwienia i poparcie. Na tem miejscu Zarząd P.Z.K. poczuwa się jeszcze raz do obowiązku złożenia im najgorętszego podziękowania.
Ustalono dalej, że centrala kart QSL pozostaje nadal we Lwowie, a zarazem ogłoszono pismo „Krótkofalowiec Polski" wychodzący we Lwowie za organ oficjalny P.Z.K. Po uchwaleniu jeszcze drobnych spraw zamknięto Walne Zgromadzenie. Dzięki z jednej strony usilnym staraniom Komitetu organizacyjnego, a z drugiej strony dzięki jednolitemu stanowisku Klubów, tworzących na forum Zgromadzenia większość, powstało to wielkie dzieło zjednoczenia, które pozwoli Polsce wybić się na jedno z naczelnych stanowisk w ruchu krótkofalowym świata.

■ Pierwsza Ogólno-polska Wystawa Krótkofalowa odbyła się we Lwowie w dniach od 9-go do 21-go lutego 1930 r. Komitet Wystawy uzyskał od miasta wspaniałe sale Muzeum Przemysłowego (ul. Hetmańska 20) oraz jaknajdalej idącą pomoc.
Zgłoszenie udziału najpoważniejszych amatorów, szeregu firm, wojska i policji, zapewniło Wystawie powodzenie, jakoteż (łącznie ze świetnym położeniem gmachu) zwiększyło jej znaczenie propagandowe. Protektorat nad Wystawą objęli: Wojewoda hr. Gołuchowski, Dowódca O.K.VI gener. Popowicz oraz Komisarz Rządu prof. Nadolski.

■ Znana polska YL, p. Janina Burchardowa SP3YL z Poznania wyprzedziła wielu kolegów krótkofalowców, a w każdym razie wszystkie YL europejskie, osiągając mimo nadawania małą mocą świetne wyniki. Ostatnio SP3YL nawiązała połączenie z szóstym z rzędu kontynentem, pracując z ZL1AR, VK5WR i VK5JA. Poza tym pozaeuropejski DX SP3YL obejmuje Stany Zjednoczone, Chile, Argentynę, Brazylię, Nową Funlandię, Kubę, Kanadę, Indie, Egipt, Algier, Mezopotamię, Syberię, Turkiestan i Armenję. Congrats!

■ W dniu 8 b.m. o godz. 19 z inicjatywy miejscowych członków LKK oraz Dyrektora firmy Philips Oddział w Łodzi p. Pieńkowskiego, odbyło się wstępne posiedzenie krótkofalowców z Łodzi, na którem omawiana była sprawa założenia na terenie Łodzi Klubu Krótkofalowców. Z przybyłych na posiedzenie wybrany został specjalny komitet organizacyjny, na który nałożono obowiązek ściągnięcia do nowopowstającej organizacji wszystkich zainteresowanych w tym kierunku krótkofalowców-amatorów w okręgu łodzkim.

■ Stacja SP1AB (SP3MC) w Wilnie – Stefan Gałkowski, powstała w listopadzie 1928 r. Nadajnik układu Hartley'a zbudowany najprymitywniejszymi środkami, z 2-ma lampami Philipsa B403 równolegle, zasilanymi prądem stałym czerpanym z sieci miejskiej o napięciu 220 volt. Moc wypromieniowana wynosi 6 – 10 watów. Antena Hertz'a o długości 21 mtr., odbiornik Schwandt 0-V-1. Bilans pracy od 1-go listopada 1928 r. do 1-go listopada 1929 r. wykazuje 850 połączeń, w tem 680 europejskich i 150 pozaeurpejskich.
Dnia 26 lutego w salach T.S.L. przy ul. Czarnieckiego odbyła się zabawa taneczna Lwowskiego Klubu Krótkofalowców. Komitet w składzie: p.p. Zbigniew Bartz, Maria Bogda, Wacław Frydman, Juliusz Kołaczek, por. Stanisław Komarnicki, Tadeusz Kopaczek, Agnes Kuck, Zenon Leńko, Adam Ligęza, Mieczysław Rzechuła, Mieczysław Setkowicz, Władysław Setkowicz, Franciszek Stankiewicz, Jan Ziembicki – dołożył wszelkich starań, by postawić imprezę na odpowiednio wysokim poziomie. Toteż licznie zgromadzeni goście bawili się doskonale do białego rana, wynosząc niezatarte wrażenie. Nadmienić należy, że zabawa miała charakter wybitnie krótkofalowy i rodzajowy. Wspaniale ubrane sale (m.in. antenami spiralnymi i doskonałymi karykaturami krótkofalowymi), świetnie zaopatrzony bufet we własnym zarządzie, bezkonkurencyjny lwowski zespół „Atlantic Jazzband" grający na zmianę z instalacją głośnikową przeprowadzoną przez firmę J. Bujak, liczne niespodzianki – wszystko to zapewniło komitetowi pełne powodzenie i uznanie. Niech żałują ci krótkofalowcy, którzy na zabawie nie byli! *(Wybrał SP5HS)*

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU AMATORSKIEJ RADIOLOKACJI

● W dniu 2 grudnia ub. roku odbyło się zebranie Zarządu PK ARL, w którym wzięli udział: prezes klubu SP4BQW, członkowie zarządu SP3AXI, SP3FFN, SP3HHO, SP5HS oraz członkowie komisji rewizyjnej SP6HUK, SP8ZJ i SP9ALM. Omówiono przebieg VIII Mistrzostw Polski w amatorskiej radiolokacji sportowej (sprawozdanie z Mistrzostw zamieściliśmy w nrze 11 z ubiegłego roku) oraz omówiono i zatwierdzono harmonogram przygotowań do I Mistrzostw Świata w Amatorskiej Radiolokacji, które odbędą się w Warszawie w dniach 7–13 września 1980 r. W punkcie obrad dotyczącym Mistrzostw Świata uczestniczyli wiceprezesi i sekretarz Zarządu Głównego PZK: SP5LP, SP5PA, SP6LB i SP5CM, przewodniczący GSK PZK – SP8HR oraz przedstawiciel Głównego Zarządu Politycznego WP.

● Prezydium Zarządu Głównego PZK na wniosek PK ARL przyznało zawodnikom ARL następujące klasy sportowe na rok 1980:

Sportowa klasa mistrzowska międzynarodowa: Andrzej Kajurek (SP4)

Sportowa klasa mistrzowska: Jolanta Cejko (SP2), Krzysztof Kozłowski (SP4), Tadeusz Rostkowski SP3GVP Adam Wojno (SP4)

● Zarząd Polskiego Klubu ARL przyznał zawodnikom ARL następujące klasy sportowe na rok 1980:

Klasa pierwsza:

Józef Wenda (SP2)
Sławomir Wolski SP8JQY
Mirosław Jeżow (SP1)
Jerzy Woś SP2BLU
Sławomir Nowicki (SP1)
Olga Prokowska (SP1)
Krystyna Wolska SP-0132-LU
Bożena Wyszyńska (SP4)
Małgorzata Wilczyńska (SP2)

Klasa druga:

Leszek Dunowski SP5EFO
Jacek Jagodziński (SP5)
Andrzej Nowaliński SP1EYA
Janusz Nakonieczny (SP8)
Krzysztof Zięba (SP1)
Dariusz Siwek (SP5)
Jacek Wolny SP3DBF
Wojciech Piątkowski (SP2)
Andrzej Mojski (SP8)
Anna Phan Viet-Ba (SP5)
Ewa Mizgalska (SP3)
Halina Płoszaj (SP1)

Klasa trzecia:

Janusz Grzegorek SP3LC
Zdzisław Kaszta SP6HUK
Adam Dyrka SP2EDA
Piotr Pacholak SP-0008-GO
Sławomir Fąfara (SP8)
Maciej Mosiężny (SP3)
Małgorzata Wieczorek (SP9)
Bożena Koryciorz (SP9)

● Zarząd Polskiego Klubu ARL powołał do kadry narodowej SP w amatorskiej radiolokacji sportowej na rok 1980 następujące zawodniczki i zawodników:

Jolanta Cejko
Olga Prokowska
Bożena Wyszyńska
Małgorzata Wilczyńska
Adam Wojno
Andrzej Kajurek
Sławomir Nowicki
Jacek Wolny SP3DBF
Józef Wenda
Tadeusz Rostkowski SP3GVP
Krzysztof Kozłowski
Sławomir Wolski SP9JQY

SP5HS

WIADOMOŚCI POLSKIEGO KLUBU DX

■ Zanim na łamach „Krótkofalowca" ukaże się pełne sprawozdanie z genewskiej konferencji WARC 79, donosimy z radością i satysfakcją, że zakończyła się ona pełnym sukcesem ruchu amatorskiego. Nie tylko zostały utrzymane dotychczasowe pasma krótkofalowe, ale uzyskaliśmy szereg nowych, dotychczas niedostępnych dla amatorów częstotliwości.

Zatwierdzone na konferencji amatorskie pasma krótkofalowe, które wejdą w życie z dniem 1 stycznia 1982 roku, przedstawiają się dla I Regionu następująco:

1810–1850 kHz: pasmo wyłączone (do 2000 kHz na zasadzie drugorzędności)
3500–3800 kHz: z pierwszeństwem dla służb amatorskich
7000–7100 kHz: pasmo wyłączne
10 100–10 150 kHz: na zasadzie drogorzędności
14 000–14 350 kHz: pasmo wyłączne
18 068–18 168 kHz: pasmo wyłączne
21 000–21 450 kHz: pasmo wyłączne
24 890–24 990 kHz: pasmo wyłączne
28 000–29 700 kHz: pasmo wyłączne

Udostępnienie krótkofalowcom pasm 1,8, 18 i 24 MHz nastąpi dopiero po kilku latach, niezbędnych dla przejścia na nowe częstotliwości służb, zajmujących dotychczas te pasma. Sukces krótkofalowców na WARC 79 jest niewątpliwie wynikiem intensywnych przygotowań i działań prowadzonych już od kilku lat przez Międzynarodową Unię Radioamatorską, a także wynikiem aktywnej obecności na konferencji delegacji IARU, w skład której wchodził również nasz kolega Wojciech Nietyksza SP5FM, wiceprzewodniczący Komitetu Wykonawczego I Regionu IARU. Słowa wdzięczności i gorącego uznania należą się też delegacji rządowej PRL pod kierownictwem wiceministra Łączności, członka Polskiego Związku Krótkofalowców inż. Konrada Kozłowskiego SP5KK, która przez cały czas trwania WARC 79 popierała aktywnie postulaty krótkofalowców. W imieniu wszystkich członków Polskiego Klubu DX – dziękujemy.

■ W stałym współzawodnictwie DX prowadzonym przez SP9CTW, na dzień 30 września ub.r. w grupie MIXED pierwszą dziesiątkę miejsc zajmowali:

1.	Tadeusz Raczek SP7HT	328/335
2.	Hubert Trzaska SP6RT	307/307
3.	Krzysztof Szwedowski SP5BT	305/307
4.	Bronisław Duda SP9AI	302/311
5.	Paweł Karatnicki SP5BSV	300/300
6.	Jerzy Morawiak SP7BFC	296/302
7.	Lesław Steczkowski SP8YA	290/312
8.	Edward Breit SP2AJO	286/290
9.	Ryszard Tymkiewicz SP5EWY	285/294
10.	Wojciech Kłosok SP9PT	282/289

W grupie CW przoduje SP7HT ze stanem 312/318, zaś w grupie FONE SP5BSV ze stanem 300/300.

■ Komisja współzawodnictwa „Intercontest KF" w składzie SP6UK, SP9CTW, SP9PT opublikowała wyniki współzawodnictwa za rok 1977. Wyjaśniamy tu, że dwuletnia różnica między rokiem obliczeniowym a ogłoszeniem wyników jest spowodowana długim oczekiwaniem na oficjalne wyniki zawodów zagranicznych. Pełne wyniki Intercontestu 1977 zamieszcza Biuletyn Polskiego Związku Krótkofalowców, my zaś odnotujemy tylko zwycięzców w poszczególnych kategoriach, otrzymujących pamiątkowe puchary:
stacje indywidualne MIXED: Alfred Jabłoński SP9CTW
stacje indywidualne FONE: Bronisław Duda SP9AI
stacje indywidualne CW: Alfred Jabłoński SP9CTW
stacje klubowe MIXED: Warszawski Klub Krótkofalowców PZK – SP5PWK
stacje klubowe FONE: Dzierżoniowski Klub Krótkofalowców PZK – SP6PZB
stacje klubowe CW: Klub Łączności LOK – SP7KTE

■ Nasz champion DX-owy Tadeusz Raczek SP7HT uzyskał nalepkę „330" do swego dyplomu DXCC, zaś na liście honorowej „DXCC Honor Roll" znajduje się w grupie „313 krajów". Poza SP7HT, tylko 6 stacji z krajów socjalistycznych zostało uhonorowanych wpisaniem na listę „DXCC Honor Roll". Są to OK1ADM (316), UA1CK (314), OK1FF (313), UR2AR (312), UA9VB (311) i YU1BCD (310). Do absolutnego rekordu brakuje kol. Tadkowi tylko 5 krajów: San Felix CEØX, Palmyra KH5, Kingman Reef KH5X, Heard VKØ i Lakkadiwy VU4.

■ Podawane przez nas wiadomości dx-owe – z uwagi na blisko trzymiesięczny cykl wydawniczy – są często już nieaktualne, dlatego też zachęcamy czytelników do korzystania z najaktualniejszego (obok powielanego biuletynu naszego Klubu „CQ-DX") w chwili obecnej źródła informacji dx-owej, radiowych komunikatów dx-owych opracowywanych przez zespół nadawców SP5 (SP5BT, SP5DZI, SP5DZJ, SP5EAQ, SP5ENA, SP5EWY) i nadawanych w niedziele przez stację Warszawskiego Klubu Krótkofalowców PZK – SP5PWK, bezpośrednio po transmisji Radiowego Biuletynu Informacyjnego PZK.

■ W utworzonym w ubiegłym roku kolejnym bantustanie południowoafrykańskim Venda, reklamowanym jako „niepodległe" państwo, pojawiło się szereg stacji używających prefiksu T4. Poniżej podajemy QSL managerów tych stacji: T4A via ZS6AK, T4VEN via ZS6RS, ZS6AF/T4 i ZS6ZS/T4 via ZS4MG.

■ Stacje w Botswanie zmieniły swój znak narodowościowy z A2 na A22. I tak na przykład dotychczasowy A2CBX zmienił znak na A22BX.

■ Do połowy marca będzie pracować z wyspy Glorioso Guy FR7ZL/G. Jego QSL managerem jest N4NX. Jest więc okazja do „zaliczenia" tego kraju dla tych, którzy nie nawiązali łączności z N2KK/FR7G podczas ubiegłorocznych zawodów CQ-WW-DX.

■ Zorganizowana staraniem WA2FIJ w listopadzie ub.r. ekspedycja na Kingman Reef (KH5K) i Palmyrę (KH5) była, być może ostatnią okazją do zaliczenia tej rzadkiej wyspy. Rząd Stanów Zjednoczonych planuje bowiem urządzenie na Palmyrze wielkiej składnicy odpadków i materiałów radioaktywnych, co wyklucza na bliżej nieokreślony czas przebywanie tam ludzi.

■ „Rodzynkiem" dla łowców DX-ów była zorganizowana w końcu października ub.r. przez krótkofalowców hiszpańskich ekspedycja na wysepkę Annobon leżącą u zachodnich brzegów Afryki. Ekspedycja pracowała pod znakiem 3CØAB, zaś QSL managerami są EA8CR i EA4LH (Jorge Conqas, Velasquez 86, Madrid 6, Hiszpania). *SP5HS*

NA PASMACH

● Godnym odnotowania wydarzeniem była praca w początkach września ub.r. kilku okolicznościowych stacji polskich, nadających pod znakami SQØNWW, SQØOW i SQØOPP. Okazją do uruchomienia tych stacji była 40 rocznica wybuchu II wojny światowej. Dlatego też w części indywidualnej znaku SQØNWW znalazły się litery będące skrótem słów „Nigdy Więcej Wojny". Stacja SQØNWW, w której gronie operatorów znalazł się kolektyw z SP9KRT, nawiązała w ciągu pierwszych 9 dni września 1979 r. w sumie 5847 łączności dwustronnych z 118 krajami reprezentującymi wszystkie kontynenty. Do ciekawszych łącz-

ności należy zaliczyć QSO z okolicznościową stacją kubańską CLØNA, zainstalowaną w Hawanie z okazji odbywającej się w tym czasie Konferencji Państw Niezaangażowanych. Praca stacji SQØOW nadającej z naszego wybrzeża tematycznie wiązała się z obroną Westerplatte i stąd w znaku stacji znalazły się litery OW. Podkreślić należy tu inicjatywę ZOW PZK w Gdańsku, a zwłaszcza jego prezesa SP2JS, dzięki której uruchomiono tę okolicznościową stację. Wiele tysięcy łączności zrealizowanych przez SQØOW przypomniało światu o bohaterach Westerplatte. Wreszcie kilkudniowa praca stacji SQØOPP miała na celu upamiętnienie obrony Poczty Gdańskiej w tragicznych dniach września 1939 r.

● Liczba wydanych na świecie licencji amatorskich stale rośnie i szybko się zbliża do imponującej liczby 2 milionów. Największy przyrost licencji nastąpił w ostatnich latach w Japonii, gdzie wydano już ponad pół miliona zezwoleń na posiadanie amatorskich urządzeń nadawczych. Niewątpliwie na ogromną popularność krótkofalarstwa w Japonii wpływa duży asortyment fabrycznego sprzętu radioamatorskiego, jaki po stosunkowo niewygórowanych cenach oferuje tamtejszy rynek. Nie bez znaczenia jest też duża kultura techniczna japońskiego społeczeństwa, a także fakt, że w tym kraju tysięcy wysp łączność amatorska stanowi dużą atrakcję. Najmniejszy natomiast przyrost licencji wykazuje kontynent afrykański.

● W połowie ub.r. zmarł K6BX, popularny inicjator klubu łowców dyplomów CHC. Licencję otrzymał on już w 1914 r. i był aktywny na pasmach amatorskich do ostatnich chwil swojego życia. CHC, aczkolwiek chronologicznie nieco późniejszy niż fiński AHC będący również klubem łowców dyplomów, zyskał sobie znaczną popularność. CHC wprowadzał też współzawodnictwo dyplomowe, którego uwieńczeniem był zaszczytny dyplom Top Honors za posiadanie co najmniej 200 dyplomów. Warto przy okazji przypomnieć, że w grupie QRP do 50 watów pierwszym Top Honors w świecie był popularny sycylijski nadawca IT1AGA. Na drugim miejscu uplasował się SP8HR, który nie tylko wykazał się ponad 200 dyplomami, ale nadto jego Top Honors ma nalepki za dyplomy ze wszystkich kontynentów.

● Do biura kart QSL prowadzonego przez ARRL wpłynęło w 1978 r. 8 ton kart QSL z zagranicy. Należy dodać, że biuro to pracuje jednokierunkowo, tj. przyjmuje tylko QSL od krótkofalowców z zagranicy, które następnie segreguje i wysyła do okręgowych QSL managerów.

● Popularny nadawca francuski F9KP przebywa obecnie w afrykańskiej republice Czad, z której nadaje pod znakiem TT8KP. Posiada nadajnik 100-watowy i dobre anteny. Karty QSL należy wysyłać na adres domowy F9KP.

● Wiosną 1980 r. zapowiadana jest przez greckiego nadawcę SV1LG wyprawa DX-owa do Mt. Athos. Budzi ona duże zainteresowanie wśród krótkofalowców całego świata, gdyż stacja amatorska w scenerii Mt. Athos jest zdarzeniem nader rzadkim. Dla tych szczęśliwców, którym uda się przeprowadzić QSO podajemy adres, pod który należy wysyłać karty QSL: SV1IG, Anastasios Panos, 4–6 Voltairou Street, Athens 14, Grecja.

● Antarktyda, nie bez racji nazywana „kontynentem nadziei i kompromisu", słyszana jest coraz częściej na pasmach amatorskich. Sprzyja temu fakt, że obecnie działa tam 40 stacji badawczych i stale pracuje 800 naukowców z 20 krajów. Odwiedzają ją już nawet turyści. Kiedy w 1959 r. przedstawiciele 12 państw podpisali układ uznający Antarktydę za kontynent pokojowej współpracy państw o różnych ustrojach społecznych, a przy tym bezpaństwowy i zdemilitaryzowany, podzielono Antarktydę na 11 sektorów, na terenie których istnieją bazy naukowe 11 państw. Bazę ma również NRD, a Polska od trzech lat jest już trzynastym pełnoprawnym członkiem klubu antarktycznego. W powodzi różnych znaków narodowościowych nie jest łatwo zidentyfikować, czy słyszana stacja nadaje z Antarktydy. Dla ułatwienia podajemy znaki narodowościowe stacji antarktycznych: 4K1 – stacje należące do baz Związku Radzieckiego, jak np. 4K1A, 4K1B, 4K1C, 4K1D, 4K1E i 4K1F, OR4 – belgijskie, KC4 – USA, FB8Y – francuskie, ZL5 – nowozelandzkie, ZS – Unii Południowo-Afrykańskiej, LU-Z argentyńskie, 3Y – norweskie, CE9 – chilijskie oraz 8J – japońskie. Pierwsza w historii polska stacja amatorska naszego kraju nadająca z Antarktydy korzystała z unikalnego znaku wywoływawczego HFØPOL i położona była na terenie bazy naukowej im. Arctowskiego na wyspie King George. O ile kilka państw ma dla Antarktydy zastrzeżony specjalny znak narodowościowy, o tyle dla paru innych jest on wspólny, jak np. ZS. Podobnie ze znaku narodowościowego 3Y korzysta również wyspa Bouvet, prefiksu VKØ używają nieliczne stacje z wyspy Macquarie, a znak VP8 należy nie tylko do stacji nadających z regionu antarktycznego, ale i innych wysp, np. Falklandów.

● Jack VE3FAE przebywa w Ekwadorze i nadaje z tego bardzo rzadko na pasmach amatorskich słyszanego kraju pod znakiem VE3FAE/HC1. Posiada transceiver 250-watowy i kilka dobrych anten kierunkowych. Najczęściej można go usłyszeć w niedziele i święta w godzinach rannych w pasmie 7 MHz telegrafią. QSL – przesyłać na adres domowy.

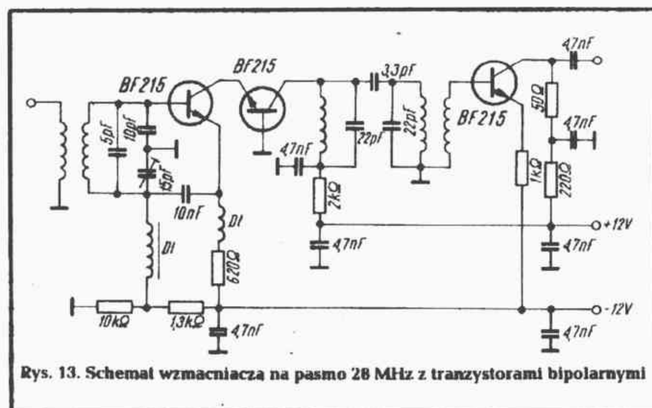
● W marcu 1980 r. oczekiwane są bardzo dobre warunki propagacyjne w pasmie 28 MHz. Warto więc w tym czasie zwrócić baczniejszą uwagę na to interesujące pasmo.

SP8HR

OPTYMALIZACJA WSPÓŁCZYNNIKA SZUMÓW... cd. ze str. 42

● **Wzmacniacz o podstawie pośredniej na pasmo 28 MHz z tranzystorem bipolarnym BF215 (opracowany na Politechnice Gdańskiej) – rys. 13.**

Współczynnik szumów 2,0 dB, wzmocnienie napięciowe 40 dB.



Rys. 13. Schemat wzmacniacza na pasmo 28 MHz z tranzystorami bipolarnymi

● **Wzmacniacz o konfiguracji pośredniej na pasmo 144 MHz z tranzystorem bipolarnym BF180 (rys. 14)**

Dane elementów

L_1 – 4 zw. na L_2

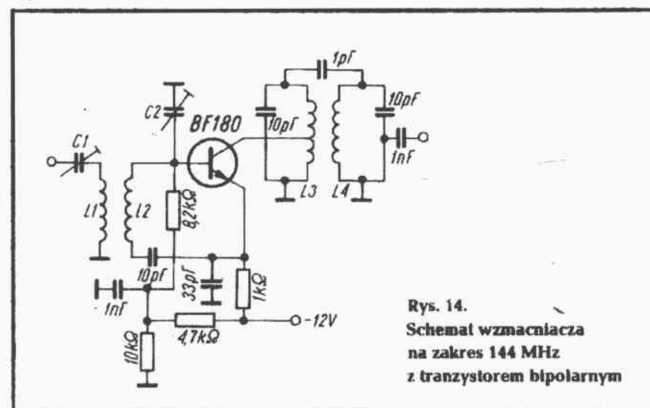
L_2 – 7 zw., CuAg 1 mm, Ø 7 mm, długość nawinięcia 10 mm

C1 – 5...15 pF

C2 – 10...40 pF

L_3, L_4 – 6 zw., CuAg 1 mm, Ø 7 mm, długość nawinięcia 10 mm, odczepy odpowiednio na 2/3 i 1/3 od „gorących końców" cewek

K_p – 13 dB, F = 2,5 dB



Rys. 14. Schemat wzmacniacza na zakres 144 MHz z tranzystorem bipolarnym

LITERATURA

1. Szumy w urządzeniach półprzewodnikowych – W. Rzaług. Moskwa 1977.

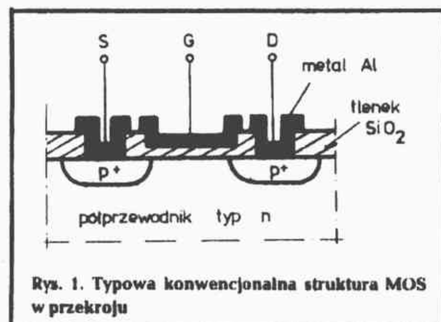
2. Radioprijomnyje ustrojstwa – G.D. Zawarin. Moskwa 1973.

3. Radioprijomnyje ustrojstwa – M.Z. Arsłanow. Moskwa 1972.

TRANZYSTORY V–MOS

JAN SZMIDT

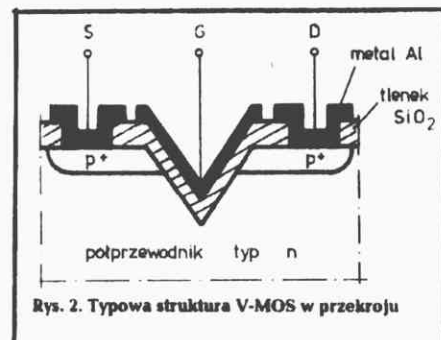
Na początku lat siedemdziesiątych wielka firma elektroniczna American Microsystems Inc. a za nią firma Texas Instruments Inc. rozpoczęły próby z wykonaniem tranzystorów MOS nie na powierzchni płytki krzemowej, lecz w jej objętości, a dokładnie na zboczu bruzdy w kształcie litery V. Dla porównania na rysunku 1 przedstawiono typowy konwencjonalny tranzystor MOS, natomiast na rysunku 2 – przedstawiono nowo opracowany tranzystor (strukturę) V-MOS.



Rys. 1. Typowa konwencjonalna struktura MOS w przekroju

Poszczególne obszary każdego tranzystora MOS to źródło (S – ang. source), bramka (G – ang. gate) i dren (D – ang. drain). Najważniejszym obszarem (z punktu widzenia właściwości tranzystora) jest obszar bramki i kanału, gdyż decyduje on o przepływie prądu między źródłem i drenem I_{DS}.

W strukturach V-MOS uzyskuje się przede wszystkim znaczne skrócenie kanału.

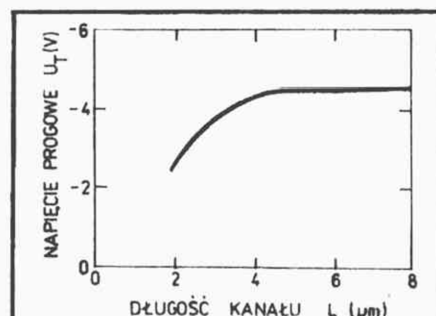


Rys. 2. Typowa struktura V-MOS w przekroju

W strukturze konwencjonalnej o długości kanału decydowały kolejne etapy procesu technologicznego, a zwłaszcza procesy fotolitografii, natomiast dla struktury V-MOS o długości kanału decyduje głębokość bruzdy. Tę głębokość bruzdy można kontrolować i wytwarzać dokładnie o zadanej wielkości, w odróżnieniu od odległości źródła–dren w tranzystorach konwencjonalnych. Poza tym w strukturach V-MOS nie występuje charakterystyczne dla struktur konwencjonalnych pokrywanie obszarów źródeł i drenów metalizacją bramki, co wprowadzało pasożytnicze pojemności sprzęgające bramka–źródło i bramka–dren, które podobnie jak duża długość kanału wpływały na zmniejszenie maksymalnej częstotliwości pracy takiego tranzystora.

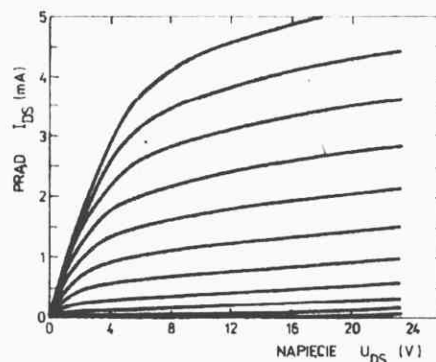
W strukturach V-MOS możliwe jest uzyskanie kanału o długości mniejszej niż 1 μm, gdy tymczasem w konwencjonalnych strukturach MOS wynosi ona kilka lub kilkanaście mikrometrów. Umożliwia to uzyskanie maksymalnej częstotliwości pracy tranzystorów V–MOS rzędu GHz, co dla przyrządów typu MOS jest praktycznie nieosiągalne. Oczywiście przy tak krótkim kanale obserwuje się pewne efekty, które nie występowały w innych strukturach MOS.

Jednym z ważniejszych jest efekt zmniejszania się wartości napięcia progowego tranzystora V-MOS wynikający ze skrócenia jego kanału (rys. 3). Tranzystor z kanałem o długości 2 μm będzie więc przy mniejszym napięciu progowym włączał się i wyłączał.



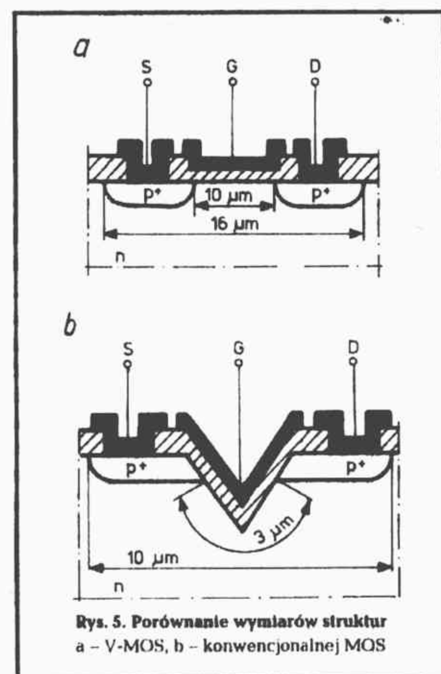
Rys. 3. Zależność napięcia progowego tranzystora V-MOS od długości jego kanału

Typowe charakterystyki prądowo-napięciowe tranzystora V-MOS (z bardzo krótkim kanałem – 2 μm) przedstawiono na rys. 4. Jak widać, nie różnią się one zasadniczo kształtem od charakterystyki tranzystora konwencjonalnego. Ważną zaletą tranzystorów z bardzo krótkim kanałem są ich mniejsze wymiary.



Rys. 4. Typowe charakterystyki prądowo-napięciowe tranzystora V-MOS

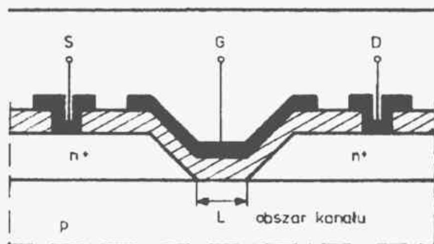
Na rysunku 5a,b przedstawiono strukturę V-MOS oraz konwencjonalną MOS. Im mniejsze są wymiary pojedynczej struktury, tym więcej ich możemy zmieścić na powierzchni płytki półprzewodnikowej (lub w danym układzie scalonym).



Rys. 5. Porównanie wymiarów struktur
a – V-MOS, b – konwencjonalnej MOS

Technologia wytwarzania tranzystorów V-MOS jest bardziej skomplikowana niż tradycyjnego tranzystora MOS. Jeżeli trawimy krzem odpowiednim roztworem chemicznym, to w niektórych kierunkach trawi się on szybciej niż w innych, stąd kształt wytrawionej bruzdy. Innym utrudnieniem w technologii V-MOS jest niemożliwość stosowania najtańszego i najszerzej stosowanego na metalizację i kontakty metalu – aluminium. W jego miejsce trzeba stosować stop molibdenu ze złotem.

Technologia V-MOS jest jedną z nowych, bardzo intensywnie badanych i rozwijanych technologii. W wyniku tych badań powstała nowa technologia U-MOS. Strukturę U-MOS w przekroju przedstawiono na rys. 6. Kanał w tej strukturze jest wytworzony na spłaszczeniu „V"-bruzdy. Struktura ta ma bardzo korzystne parametry szybkościowo-mocowe i jest następnym etapem rozwoju technologii V-MOS. Struktury wykonane przy użyciu trawienia w głąb płytki krzemu to tylko jeden z kierunków rozwoju technologii



Rys. 6. Struktura U-MOS w przekroju

MOS, które z kolei są jednym z kierunków najszerzej stosowanym i najlepiej zbadanym w rozwoju technologii struktur MIS (metal–dielektryk–półprzewodnik – ang. metal–insulator–semiconductor), gdzie dielektrykiem może być nie tylko tlenek krzemu SiO_2, ale różne inne materiały dielektryczne.

Sposobów wytwarzania i konstrukcji przyrządów MIS jest bardzo wiele. Na pewno dalszy ich rozwój będzie bardzo intensywny i już niedaleka przyszłość może przynieść nowe rozwiązanie technologiczne i konstrukcyjne, które poprawi parametry struktur MIS i tym samym umożliwi jeszcze szersze ich zastosowanie.

LITERATURA

1. L. Altman – Five technologies squeezing more performance from LSI chips. „Elektronics", August 18/1977.

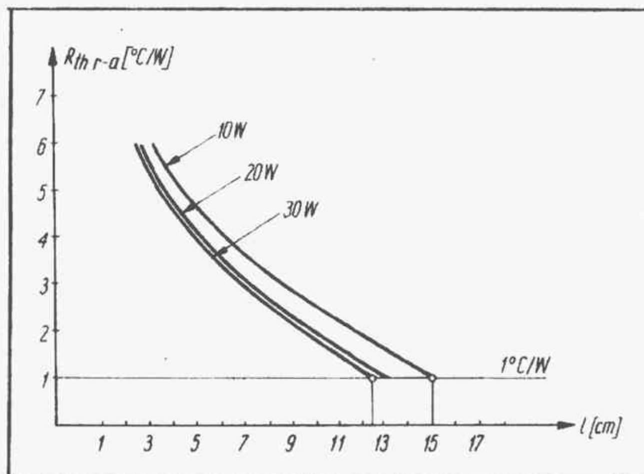
2. F.E. Holmes, C.A.T. Salama – V-MOS – a new MOS Integrated Circuits Technology. Solid State Electronics. Vol. 17/1974.

3. F.E. Holmes – V groove MOS (V MOS) Enhancement Load Logic Solid State Electronics. Vol. 20/1977.

4. C.A.T. Salama – A new Short Channel MOSFET Structure (UMOST). Solid-State Electronics. Vol. 20/1977.

UZUPEŁNIENIE DO ARTYKUŁU PT. „RADIATORY"

Zamieszczony w nrze 7–8/79 „Re" artykuł pt. „Radiatory" miał na celu ułatwienie projektowania radiatorów bez wnikania w złożone zależności związane z pracą radiatora żebrowanego. W obliczeniach dokładnych należałoby uwzględnić oddawanie ciepła wskutek konwekcji, promieniowania, a także pewne uboczne zjawiska obniżające sprawność radiatora, jak: wzrost temperatury powietrza między żebrami, podgrzewanie się wzajemne żeber przez promieniowanie itp. Ponieważ wszystkie te zależności powiązane są z złożonym kształtem radiatora, do obliczenia niektórych z nich należałoby posłużyć się komputerem.
W porównaniu z tym obliczenie radiatora na podstawie zamieszczonych wykresów jest b. łatwe. Dokładność obliczeń można polepszyć przez przerysowanie wykresów w innej skali lub przeniesieniu ich na inny, bardziej dogodny układ współrzędnych. Ponieważ występują trzy zmienne w układzie dwóch



współrzędnych, jedną zmienną należy traktować jako parametr. Na przedstawionych wykresach jako parametr zastosowano rezystancję termiczną R_{thr-a}, w wyniku czego może powstać wrażenie braku proporcjonalności między rozpraszaną mocą a długością kształtki. Wiadomo jednak, że sprawność radiatora rośnie ze wzrostem różnicy temperatur, dlatego zwiększając wydzielaną moc przy zachowaniu tej samej rezystancji termicznej należy zmniejszyć długość kształtki.

Przedstawiając przebieg rezystancji termicznej radiatora w funkcji długości kształtki i traktując moc jako parametr, zjawisko to łatwiej przedstawić. Na przykład przebieg przedstawiony na rysunku otrzymano z zamieszczonych w artykule wykresów dla profilu P4.

Przykładowo dla rezystancji termicznej 1°C/W i przy mocy rozpraszanej 30 W wymagana długość kształtki wynosi 12 cm, natomiast przy mocy rozpraszanej 10 W wynosi 15 cm. Oczywiście temperatura radiatora w obu przypadkach będzie różna (wyższa przy mocy 30 W). W przypadku, gdy wymagana jest stała temperatura radiatora proporcje będą oczywiście odwrotne. Przykładowo można wykonać proste przeliczenie, wyznaczając długość kształtki np. profilu P6 dla dwóch wartości mocy P = 10 W i P = 20 W. Pozostałe dane: $Tr_{max} = 90°C$, $Ta = 40°C$.

Dla P = 10 W otrzymujemy:

$$R_{thr-a} = \frac{90-40}{20} 2{,}5^0\ C/W$$

Wymagana długość kształtki wynosi 6 cm.

Dla P = 20 W

$$R_{thr-a} = \frac{90-40}{10} = 5^0\ C/W$$

Wymagana długość kształtki wynosi 11 cm.
Wynik jest więc zgodny z oczekiwaniem.
Jeżeli chodzi o próbę wydzielenia w tranzystorze 2N3055 „katalogowych" 117 W przy wykorzystaniu radiatora do odprowadzenia ciepła, to jest to niestety niemożliwe. Moc 117 W podana w katalogu jest to maksymalna moc, jaką można wydzielić w tranzystorze pod warunkiem nieprzekroczenia maksymalnej temperatury złącza ($T_{jmax} = 200°C$ dla 2N3055). Tego typu próby są przeprowadzane w środowisku wodnym (duży zbiornik z przepływem). Praktycznie przy stosowaniu radiatorów w tranzystorze tym można tracić 30...40 W, gdyż chwilowe nawet zachwianie równowagi termicznej, np. wzrost temperatury otoczenia może doprowadzić do zniszczenia tranzystora.
Rozważanie to jest słuszne w odniesieniu do wszystkich tranzystorów mocy.

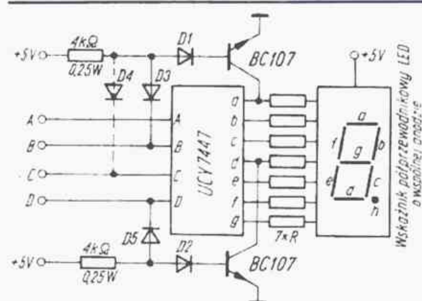
mgr inż. Maciej Feszczuk

ROZSZERZENIE ZASTOSOWAŃ UKŁADU SCALONEGO UCY7447

mgr inż. RYSZARD KROGULSKI

Zamieszczony w numerze „Re" 2/79 artykuł pt. „Sterowanie siedmiosegmentowych wskaźników cyfrowych" zainteresował niewątpliwie wielu czytelników „Radioelektronika".

Uzupełniając ten opis chciałbym zwrócić uwagę, że dioda D4 nie jest konieczna do prawidłowej pracy układu (rys. 1).



Rys. 1. Zmodernizowany układ z nru 2/79

Jak wynika z tablicy, usunięcie diody D4 spowoduje świecenie segmentu „a", gdy na wejściu „B" istnieje stan logiczny „1", czyli przy cyfrach 2, 3, 6, 7. Nie zakłóca to prawidłowej pracy układu, gdyż segment „a" świeci przy tych cyfrach.

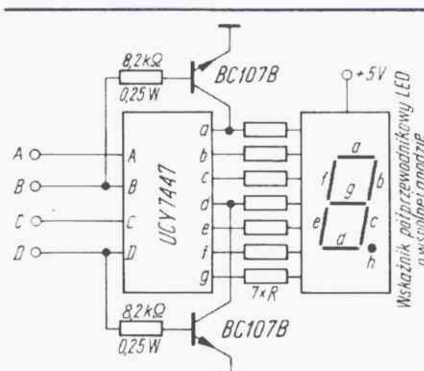
Uproszczona tablica stanów układu scalonego UCY7447N

Stany wejściowe				Stany wyjściowe							Wyświetlana cyfra
D	C	B	A	a	b	c	d	e	f	g	
0	0	0	0	L	L	L	L	L	L	H	0
0	0	0	1	H	L	L	H	H	H	H	1
0	0	1	0	L	L	H	L	L	H	L	2
0	0	1	1	L	L	L	L	H	H	L	3
0	1	0	0	H	L	L	H	H	L	L	4
0	1	0	1	L	H	L	L	H	L	L	5
0	1	1	0	H	H	L	L	L	L	L	6
0	1	1	1	L	L	L	H	H	H	H	7
1	0	0	0	L	L	L	L	L	L	L	8
1	0	0	1	L	L	L	H	H	L	L	9

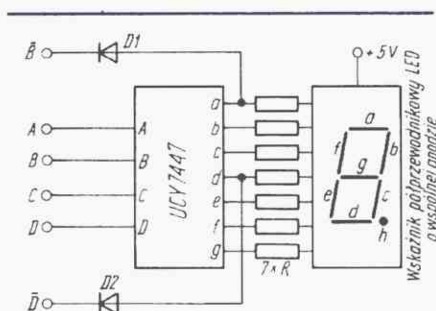
L – stan niski; H – stan wysoki

Przy okazji podaję kilka innych praktycznych układów, powodujących wyświetlanie pełnych cyfr 6 i 9.

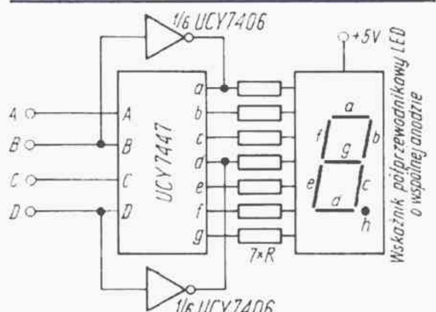
W najczęściej stosowanych wyświetlaczach cyfrowych prąd o wartości nie przekraczającej 20 mA, płynący przez jeden segment, powoduje wystarczająco jasne świecenie. W związku z tym dodatkowe tranzystory można sterować napięciem wejść B i D za pomocą rezystorów R1 i R2 (tranzystory powinny być z grupy B lub C – rys. 2).



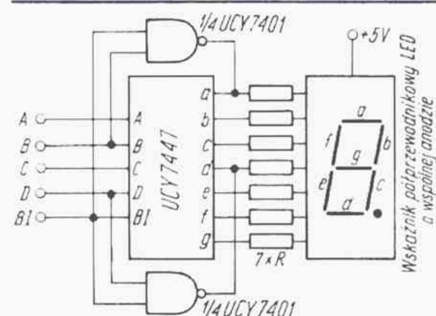
Rys. 2. Uproszczony układ z rys. 1



Rys. 3. Układ wymagający sygnałów zanegowanych (B̄ i D̄)



Rys. 4. Układ wykorzystujący element z wyjściem typu „otwarty kolektor"



Rys. 5. Układ umożliwiający zachowanie możliwości wygaszania wskaźnika

Przeważnie układy scalone UCY7447N są sterowane za pośrednictwem pamięci (UCY7474N, UCY7475N, UCY74175N), które oprócz wyjść A, B, C, D mają wyjścia zanegowane A, B, C, D. Stwarza to możliwość wyświetlania pełnych cyfr 6 i 9 tylko dzięki dodatkowym dwóm diodom (rys. 3).

Na rysunku 4 przedstawiono układ, który realizuje wyświetlanie pełnej cyfry 6 i 9 za pomocą dwóch inwertorów (np. UCY7406N) typu „otwarty kolektor".

We wszystkich przedstawionych układach umożliwiających wyświetlanie pełnych cyfr 6 i 9 tracimy możliwość wygaszania wskaźnika, którą ma układ scalony UCY7447N.

Jeśli w miejsce inwertorów zastosujemy dwuwejściowe elementy NAND z wyjściem typu „otwarty kolektor" (np. UCY7401N) – rys. 5, to zachowamy wszystkie możliwości układu scalonego UCY7447N, takie, jak wygaszanie wyświetlacza, testowanie wyświetlacza, wygaszanie zera przy jednoczesnym wyświetlaniu pełnych cyfr 6 i 9.

LITERATURA

1. J. Pieńkos, J. Turczyński – Układy scalone TTL serii UCY74 i ich zastosowanie. WKŁ. Warszawa 1976 r.
2. A. Michalik – „Add upper and lower bars to digits 6 and 9". „Electronic Engineering". November 1978.

re przegląd wydawnictw

ANALOGOWE UKŁADY SCALONE – Michał Nadachowski, Zbigniew Kulka. Wydawnictwa Komunikacji i Łączności. Warszawa 1979 r. Wydanie 1. Nakład 10 000 egz. Str. 656. Cena 180 zł.

W ciągu ostatnich trzydziestu lat trzykrotnie zmieniały się generacje podstawowych elementów, którymi posługiwali się konstruktorzy elektronicy. Jeszcze w latach pięćdziesiątych były to przede wszystkim lampy elektronowe; w następnym dziesięcioleciu urządzenia elektroniczne opierały się przede wszystkim na tranzystorach i diodach. W obecnym dziesięcioleciu swój rozwój zawdzięcza elektronika układom scalonym.

Postęp techniczny w konstrukcji oraz produkcji monolitycznych układów scalonych cyfrowych i analogowych wiąże się ściśle z osiągnięciami licznych już technologii jakimi dysponuje obecnie mikroelektronika.

Książka pt. „Analogowe układy scalone" obejmuje całość zagadnień związanych z technologią wytwarzania, konstrukcją, właściwościami technicznymi, pomiarami i zastosowaniami tych układów w urządzeniach elektroniki profesjonalnej. Opracowali ją doświadczeni konstruktorzy elektronicy, będący jednocześnie doświadczonymi autorami, co niewątpliwie w pozytywny sposób zaważyło na wartości tej pracy.

Książka jest adresowana do elektroników: naukowców, konstruktorów w przemyśle i studentów wyższych uczelni politechnicznych. Omawiana praca dotyczy wprawdzie analogowych układów scalonych przeznaczonych do zastosowań profesjonalnych, ale zainteresują się nią wszyscy elektronicy, ponieważ tego rodzaju układy scalone coraz częściej stosowane są i w elektronicznym sprzęcie powszechnego użytku, na przykład wzmacniacze operacyjne, stabilizatory napięcia, czy też układy PLL (układy z synchroniczną pętlą fazową).

Zaletą książki jest aktualność zebranych w niej materiałów. Jest to tym ważniejsze, że w elektronice czas biegnie szczególnie szybko.

Treść książki uzupełniają obszerne wykazy literatury dołączane do poszczególnych rozdziałów, parametry techniczne wybranych analogowych układów scalonych oraz skorowidz ułatwiający szybkie odszukanie interesujących czytelnika zagadnień.

Postępujący szybko rozwój mikroelektroniki powoduje, że i profesjonalne układy scalone coraz bardziej specjalizują się jeżeli chodzi o ich zastosowania. Jeszcze nie tak dawno w technologii monolitycznej wytwarzano dwa podstawowe rodzaje układów: wzmacniacze operacyjne i stabilizatory napięcia. W w.w książce autorzy omawiają już 11 rodzajów profesjonalnych układów analogowych.

Omówienie właściwości technicznych oraz zastosowań układów scalonych zostało poprzedzone wprowadzeniem, w którym przedstawiono w skrócie zagadnienia projektowania elektrycznego i topologicznego, projektowanie wspomagane komputerem, zarys technologii wytwarzania w odniesieniu do układów bipolarnych i unipolarnych, sposoby wytwarzania w technice monolitycznej podstawowych elementów, takich jak: elementarne tranzystory i diody, rezystory, kondensatory.

Wiele uwagi poświęcono podstawowym profesjonalnym układom scalonym, jakimi są wzmacniacze operacyjne oraz ich zastosowaniom, np. w generatorych funkcyjnych, w filtrach aktywnych, w wzmacniaczach całkujących i różniczkujących. Oddzielnie omówiono te rodzaje układów, których działanie jest zbliżone do wzmacniaczy operacyjnych, a więc komparatory napięcia, wzmacniacze logarytmiczne i wzmacniacze szerokopasmowe. Również szczegółowo przedstawione zostały stabilizatory napięcia; zasada działania i budowa, parametry techniczne i zastosowania, najczęściej spotykanych rodzajów tych stabilizatorów.

Konieczność przenoszenia sygnałów na większe odległości, na przykład przy łączeniu terminalu komputera z jego jednostką centralną, doprowadziła do powstania całej rodziny układów sprzęgających analogowych, którymi również zajęli się autorzy.

Do nowych rodzajów układów realizowanych w technologii monolitycznej można zaliczyć analogowe układy przełączające, tranzystorowe i diodowe, bipolarne oraz MOS i J-FET, a także układy próbkujące wyposażone w pamięć. Bardzo ważnymi układami niezastąpionymi w automatyce i aparaturze pomiarowo-kontrolnej, są przetworniki sygnałów: analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe. Jeszcze do niedawna konstruowane z elementów dyskretnych, następnie wytwarzane w postaci mikroukładów hybrydowych, obecnie są produkowane jako układy scalone monolityczne.

Część podstawową książki zamykają układy z synchroniczną pętlą fazową, znane jako układy PLL, stosowane najczęściej w układach demodulujących, syntezy częstotliwości i do dokładnej regulacji prędkości obrotowej silników.

Do najważniejszych zalet książki należy sposób ujęcia tematu z zachowaniem właściwych, z punktu widzenia użytkowników, proporcji między niezbędnymi wywodami teoretycznymi a praktycznymi informacjami i przykładami zastosowań.

Oddzielne słowa uznania należą się wydawcy za bardzo staranne wydanie tej wartościowej książki, która na pewno ma ogromne powodzenie.

J.J.

ELEKTRONIKA ŁATWIEJSZA NIŻ PRZYPUSZCZASZ – ELEMENTY – Dieter Nührmann. Z jęz. niem. tłumaczył dr inż. Mieczysław Nowak. WKŁ. Warszawa 1979 r. Wyd. 1. Nakład 30 225 egz., str. 244, cena 50 zł.

Wydawnictwa Komunikacji i Łączności sprawiły miłą niespodziankę początkującym radioamatorom i młodzieży o zainteresowaniach technicznych, wydając w dość dużym nakładzie tę wartościową książkę. Jest to tłumaczenie książki wydanej w Monachium w 1977 r. pod tytułem – „Der Weg zum Hobby – Elektroniker, Dioden u. Transistoren, Halbleiterpraxis leicht gemacht". Tytuł oryginału lepiej oddaje treść książki, która jest jednocześnie i wprowadzeniem do elektroniki i kompendium wiadomości o elementach z szczególnym uwzględnieniem elementów półprzewodnikowych.

Autor jest znakomitym dydaktykiem i przedstawia materiał w jasnej interesującej formie.

Książka zawiera dziesięć rozdziałów oraz dowcipny wstęp i zakończenie. Pierwsze trzy rozdziały obejmują wiadomości o jednostkach elektrycznych i ich pochodnych, o przyrządach potrzebnych do sprawdzania elementów oraz treściwy przegląd elementów biernych i czynnych. W następnych rozdziałach opisane są kolejno: rezystory, kondensatory, łączniki (przełączniki), cewki oraz diody i tranzystory. W kolejnym rozdziale opisano głośniki i mikrofony.

Nabycie tej książki można polecić nie tylko początkującym, lecz i wszystkim tym, którzy mają trudności w zrozumieniu działania układów elektronicznych, bądź są samoukami i odczuwają potrzebę uzupełnienia swych wiadomości z zakresu podstaw elektroniki.

Tłumacz wywiązał się dobrze z zadania, przenosząc właściwie na język polski styl wykładu autora oryginału.

Wydawcy należą się słowa uznania za nienaganną stronę edytorską i piękną sztywną okładkę, która zwiększa trwałość książki i podnosi jej walory estetyczne.

A.W.

Cena zł 8.– Indeks 37404